A.Millea

MĂSURĂRI ELECTRICE
principii și metode

PREFAȚĂ

Importanța practică a măsurărilor electrice în tehnica modernă nu mai necesită sublinieri. Atît schimburile de energie, cît și schimburile de informație se fac cel mai frecvent pe suportul mărimilor electromagnetice, a căror măsurare precisă condiționează desfășurarea normală a proceselor implicate. Se poate afirma, fără exagerare, că amploarea măsurărilor electrice este azi comparabilă cu aceea a măsurării tuturor celorlalte mărimi fizice la un loc. *Odată cu extinderea măsurărilor electrice, a crescut și* precizia *acestora, ajungînd la ordinul părților pe milion, performanță care înainte aparținea doar etaloanelor de vîrf. O altă tendință a progresului măsurărilor electrice este* lărgirea intervalelor de măsurare, *în special către valori mici ale curentului și tensiunii. În sfîrșit, măsurările electrice în știința și tehnologia contemporană sînt caracterizate nu numai prin precizie și sensibilitate, ci și prin necesitatea de a se efectua* măsurări rapide, *măsurări repetate, măsurări în puncte multiple și în general măsurări în care parametrul timp intervine tot mai mult. Măsurările electrice reprezintă domeniul de măsurări în care precizia, pragul de sensibilitate și viteza de măsurare ajung cel mai aproape de limitele teoretice, consecințe ale legilor fizicii.*

Măsurările pot fi clasificate după mai multe criterii. În prezent este predominantă clasificarea după natura mărimii măsurate. În acest sens, prin măsurări electrice se înțelege măsurarea mărimilor electromagnetice, *prin orice mijloace, electromecanice, electrotermice, electrooptice, electronice etc. Separarea mărimilor electromagnetice în mărimi electrice și în mărimi magnetice este în mare parte arbitrară. În schimb, o împărțire avantajoasă pentru măsurări este aceea în* mărimi de circuit, mărimi de cîmp și mărimi de material. *După un alt criteriu (§ 1.1.2) este utilă și clasificarea* în mărimi de grad unu *(tensiune, curent etc.),* mărimi de grad zero *(rezistență, impedanță etc.) și* mărimi de grad doi *(putere, energie etc.). În acest spirit, lucrarea tratează în prima parte măsurarea mărimilor de circuit: mărimi de grad unu (capitolele 2, 3), mărimi de grad zero (capitolul 4), mărimi de grad doi (capitolul 5). Se trece apoi la mărimile de cîmp (capitolul 6) și la mărimile de material (capitolul 7). În prealabil, este analizat pe un plan mai general procesul de măsurare, care*

include măsurandul (mărimea de măsurat), metoda de măsurare, aparatul de măsurat și etalonul, precum și evaluarea erorilor și interpretarea rezultatelor măsurării (capitolul 1).*

În cadrul măsurărilor electrice, măsurarea mărimilor de circuit poate fi considerată ca fundamentală. Măsurarea mărimilor de cîmp și a mărimilor de material prezintă numeroase aspecte particulare, în funcție de domeniile de aplicație specifice, motiv pentru care capitolele 6 și 7 ale lucrării au fost mai puțin dezvoltate.

Pentru a nu mări peste limitele prevăzute volumul lucrării, s-a renunțat la capitolele privind măsurarea evoluției în timp a mărimilor variabile, precum și a unor mărimi care caracterizează variația lor în timp: frecvență, fază, componență spectrală, distorsiune, parametri de corelație etc. Dealtfel, tehnica măsurării și prelucrării în timp real a mărimilor variabile se dezvoltă în ultimul timp ca o disciplină aparte, care merită prezentarea într-o lucrare independentă.

S-a tratat măsurarea mărimilor electromagnetice cît mai general, pornind de la măsurand, considerat ca fiind dat ca atare, și nu prin sistemul fizic care îl generează. Nu sînt examinate măsurări particulare asupra unor sisteme sau dispozitive tehnice (de exemplu, testarea sistemelor liniare, măsurări asupra amplificatoarelor, determinarea parametrilor dispozitivelor semiconductoare etc.). De asemenea, a fost evitată prezentarea măsurărilor proprii unor domenii specializate, ca măsurări în telecomunicații, în tehnica tensiunilor înalte, în microunde etc.

Ca și în alte domenii ale tehnicii, în măsurările electrice se poate distinge alternanța metodă-aparat *sau, în terminologia azi unanim acceptată, alternanța soft-hard (soft = ansamblul metodelor, tehnicilor și procedeelor de măsurare, corecta alegere și utilizare a aparaturii, evaluarea erorilor de măsurare etc.; hard = ansamblul mijloacelor de măsurare, a aparatelor și circuitelor componente, tehnologia și construcția aparaturii de măsurat etc.). Dezvoltarea lor este în general paralelă. În ultimul timp, odată cu creșterea performanțelor și complexității aparatelor, se acordă o importanță mărită softului; ca dovadă, în cărțile tehnice și manualele de utilizare care însoțesc aparatele fabricate de firmele cu renume a sporit considerabil ponderea descrierii utilizării corecte a aparatului, a metodelor de măsurare și a aplicațiilor specifice.*

A măsura corect înseamnă, în esență, a realiza judicios sinteza și analiza procesului de măsurare, *adică a proiecta optim măsurarea (alegerea aparatelor și fixarea condițiilor, elaborarea metodei etc.) în funcție de cerințele metrologice impuse și a evalua măsurarea (aprecierea surselor de erori, prelucrarea rezultatelor etc.). Proiectarea măsurării trebuie începută cu analiza măsurandului, apoi se stabilește metoda de măsurare și numai după aceasta se aleg aparatele necesare. Primordialitatea metodei este evidentă, fapt trecut cu vederea uneori de experimentator, care supraestimează rolul aparatului, considerînd că acesta „măsoară de la sine".*

Erorile de măsurare pot proveni nu numai de la aparatul de măsurat, ci și de la obiectul supus măsurării, din interacțiunea aparat-obiect sau ca urmare

---

* *Termenul* măsurand *pentru mărimea de măsurat a fost introdus în lucrări de specialitate și standarde recente*

a unor factori de influență exteriori. Într-un experiment complex, analiza tuturor surselor de erori posibile poate constitui în sine o cercetare, necesitînd o bună cunoaștere a teoriei și tehnicilor specifice de măsurare.

În lucrare s-a dat prioritate descrierii metodelor de măsurare. Aparatul este privit numai ca mijlocul necesar realizării operației de măsurare. Această orientare a fost determinată și de faptul că metoda de măsurare reprezintă, cel puțin în esența ei, elementul mai stabil, în comparație cu aparatul de măsurat, supus unor schimbări mai rapide.

În ordinea complexității, hardul folosit în măsurările electrice este compus din materiale-componente-circuite-aparate-instalații-sisteme *de măsurare. Descrierea fiecărei trepte necesită, în general, descompunerea ei pînă la elementele treptei imediat inferioare (astfel, pentru a descrie componentele, se pornește de la materiale; descrierea circuitelor este bazată pe componente, presupuse cunoscute etc.). Măsurările electrice se efectuează, în principiu, cu ajutorul aparatelor de măsurat. Instalațiile și sistemele de măsurare sînt foarte variate și adaptate unor obiective particulare, astfel că prezentarea lor ar depăși cadrul unei lucrări monografice cu caracter general. De aceea, descrierea aparatelor de măsurat este cea mai potrivită cale de a face cunoscut hardul specific tehnicii măsurărilor electrice.*

Pentru descrierea unui aparat de măsurat, acesta este prezentat ca un ansamblu funcțional de circuite. Unele din circuite sînt presupuse cunoscute, ca de exemplu amplificatoare, detectoare, divizoare rezistive; au fost considerate de asemenea cunoscute instrumentele de măsurat electromecanice (privite aici tot ca elemente componente ale aparaturii). Toate acestea vor apărea în schema funcțională (schema bloc) a aparatului ca simple dreptunghiuri, triunghiuri sau cercuri, cu indicarea funcțiunii respective. Altele, specifice, sînt descompuse pînă la nivelul de componente, pentru ca funcționarea lor să poată fi explicată. S-a considerat oportun ca descrierea hardului, într-o asemenea prezentare, să fie limitată la gradul de detaliere strict necesar înțelegerii funcționării, comportării exterioare și parametrilor caracteristici ai fiecărui tip de aparat.*

*

Lucrarea de față a luat naștere din intenția de a reuni, într-o expunere pe cît posibil unitară, o varietate de metode reprezentative ale măsurărilor electrice moderne. În elaborarea lucrării s-a căutat renunțarea la o anumită tradiție statornicită în tratarea acestui subiect, provenind de la cîteva cărți de referință mai vechi. Această străduință se face simțită atît în modul de organizare a lucrării, cît și în preferințele pentru acele tehnici actuale care au cele mai mari șanse de a supraviețui.

Principalul scop al lucrării este acela de a orienta pe experimentator în proiectarea și evaluarea unei măsurări, pornind de la principii generale la metode și tehnici concrete, cu evidențierea posibilităților fiecăreia și sfîrșind cu aparatura specifică. Lucrarea nu constituie un manual didactic, dar poate

---

* Amplificatorul operațional — circuit fundamental în numeroase tipuri de aparate de măsurat — cu proprietăți presupuse cunoscute de cititor, este marcat în schemele din lucrare prin valoarea și semnul amplificării (A, $+1$, -1, $-\infty$ etc.)

fi folosită ca un complement în studiul măsurărilor electrice. Ea poate fi utilă în primul rînd personalului din cercetare, proiectare, producție, activități de laborator, comunicații și numeroase alte domenii de activitate, specialist sau nu în măsurări, care simte nevoia aprofundării tehnicii moderne a măsurărilor electrice. Este adresată în special utilizatorilor și mai puțin constructorilor de aparate de măsurat, deși ar putea genera idei aplicabile în proiectarea unor aparate noi. Se presupune că cititorul posedă cunoștințe de bază de fizică, electrotehnică, electronică și măsurări electrice generale.

Dintre sursele folosite la întocmirea lucrării, principalele cărți și articole din periodice sînt menționate în listele bibliografice de la sfîrșitul fiecărui capitol. S-a utilizat de asemenea o bogată documentație de la firme producătoare de aparate de măsurat, menționate în note de subsol.

Aduc mulțumiri tuturor celor care au contribuit la elaborarea lucrării și, în mod deosebit, colegilor de la Institutul Național de Metrologie București, a căror experiență profesională și-a găsit reflectarea în paginile lucrării, precum și prof. dr. doc. ing. Al. Timotin, pentru observațiile și sugestiile făcute.

Sînt recunoscător Editurii tehnice pentru sprijinul și înțelegerea manifestate în legătură cu elaborarea și apariția lucrării.

AUTORUL

CUPRINS

Prefață 3

1. Procesul de măsurare 11

1.1. Măsurandul 11
1.1.1. Mărimi aditive 12
1.1.2. Mărimi de grad 1, grad 2 și grad 0 12
1.1.3. Intervale de valori ale mărimilor 14
1.1.4. Mărimi constante și mărimi variabile în timp 14
1.1.5. Mărimi electromagnetice măsurabile direct în practică 16

1.2. Metoda de măsurare 17
1.2.1. Măsurări prin comparație simultană 18
1.2.2. Măsurări prin comparație succesivă 25

1.3. Aparatul de măsurat 28
1.3.1. Structura aparatelor de măsurat 31
1.3.2. Aparate analogice și aparate digitale 36
1.3.3. Caracteristici metrologice ale aparatelor de măsurat 39
1.3.4. Calibrare 55

1.4. Etalonul 57
1.4.1. Etaloane de definiție 58
1.4.2. Etaloane de conservare 60
1.4.3. Etaloane de transfer 64

1.5. Evaluarea erorilor și interpretarea rezultatelor măsurării 65
1.5.1. Surse de erori 66
1.5.2. Clasificarea erorilor de măsurare 68
1.5.3. Erori aleatoare 71
1.5.4. Erori sistematice 76
1.5.5. Compunerea incertitudinilor parțiale 78
1.5.6. Prelucrarea și prezentarea rezultatelor măsurării 82
1.5.7. Interpretarea informațională a erorilor de măsurare 85
Bibliografie 89

2. Măsurarea tensiunii și curentului continuu 92

2.1. Erori de măsurare a tensiunii continue 92
2.1.1. Erori datorite perturbațiilor exterioare 92
2.1.2. Erori datorite interacțiunii voltmetru-sursă 99

2.2. Generatoare de tensiune de referință 101

2.3. Metoda compensării complete. Compensatoare de c.c. ... 102
2.3.1. Compensatoare cu curent constant ... 103
2.3.2. Compensatoare cu rezistență constantă ... 109
2.3.3. Divizoare rezistive de tensiune ... 111
2.3.4. Caracteristici metrologice și utilizarea compensatoarelor de c.c. și a divizoarelor de tensiune ... 114

2.4. Metoda compensării incomplete. Voltmetre diferențiale ... 116

2.5. Măsurarea tensiunii continue prin conversiune analog-digitală. Voltmetre digitale 120
2.5.1. Tipuri principale de voltmetre digitale ... 121
2.5.2. Funcțiuni și caracteristici constructive comune ale voltmetrelor digitale ... 129
2.5.3. Caracteristici metrologice și calibrarea voltmetrelor digitale ... 134
2.5.4. Utilizarea voltmetrelor digitale ... 136

2.6. Măsurarea tensiunilor continue foarte mici ... 140
2.6.1. Tehnici de măsurare a tensiunilor continue foarte mici ... 140
2.6.2. Microvoltmetre și nanovoltmetre de c.c. ... 145
2.6.3. Indicatoare de nul de c.c. ... 147

2.7. Măsurarea curentului continuu ... 152
2.7.1. Măsurarea curentului continuu folosind convertoare rezistive ... 153
2.7.2. Măsurarea curentului continuu folosind convertoare magnetice ... 154

2.8. Măsurarea curenților foarte mici. Măsurări electrometrice ... 160
2.8.1. Probleme generale ale măsurărilor electrometrice ... 160
2.8.2. Aparate de măsurat electrometrice ... 165
Bibliografie ... 173

3. Măsurarea tensiunii și curentului alternativ ... 175

3.1. Generalități ... 175
3.1.1. Definiții ... 175
3.1.2. Forme caracteristice de variație în timp ... 177
3.1.3. Erori datorite abaterii de la variația sinusoidală ... 183
3.1.4. Erori datorite semnalelor parazite în circuitul de măsurare ... 184

3.2. Măsurarea tensiunii și curentului alternativ prin comparare c.a.-c.c. ... 190
3.2.1. Elemente de transfer c.a.-c.c. ... 190
3.2.2. Comparatoare c.a.-c.c. ... 193

3.3. Măsurarea tensiunii alternative prin conversiune c.a.-c.c. ... 198
3.3.1. Convertoare c.a.-c.c. de valoare efectivă ... 199
3.3.2. Convertoare c.a.-c.c. de valoare medie ... 201
3.3.3. Convertoare c.a.-c.c. de valoare de vîrf ... 203

3.4. Metode de raport aplicate la măsurările în c.a. ... 205
3.4.1. Transformatorul de tensiune ... 207
3.4.2. Transformatorul de curent ... 210
3.4.3. Divizorul inductiv de tensiune ... 213
3.4.4. Comparatorul inductiv de curent ... 219

3.5. Măsurarea tensiunii alternative prin compensare. Compensatoare de c.a. ... 221
3.5.1. Compensatoare de c.a. cu potențiometre ... 223
3.5.2. Compensatoare de c.a. bazate pe comparatorul inductiv de curent ... 223

3.6. Măsurarea tensiunilor alternative foarte mici ... 225
3.6.1. Circuitul de intrare al aparatelor pentru măsurarea tensiunilor alternative foarte mici ... 227
3.6.2. Microvoltmetre de c.a. cu detecție de modul ... 228
3.6.3. Microvoltmetre de c.a. cu detecție sincronă ... 229
3.6.4. Indicatoare de nul de c.a. ... 235
Bibliografie ... 237

4. **Măsurarea impedanței** 239

4.1. Generalități 239
4.1.1. Definiții 239
4.1.2. Elemente de circuit ideale și reale 240
4.1.3. Impedanțe ale unor multipoli măsurabile direct 242

4.2. Rezistoare, condensatoare și inductoare de referință 254
4.2.1. Rezistoare de referință 254
4.2.2. Condensatoare de referință 257
4.2.3. Inductoare de referință 260

4.3. Măsurarea impedanței prin conversiune impedanță-tensiune 261
4.3.1. Ohmmetre 261
4.3.2. Faradmetre și henrymetre 263
4.3.3. Impedanțmetre 264

4.4. Măsurarea impedanței prin metode de punte 265
4.4.1. Punți de curent continuu 266
4.4.2. Proprietăți generale ale punților de curent alternativ 271
4.4.3. Tipuri particulare de punți de c.a. 277
4.4.4. Erori la măsurări cu punți de c.a. 283

4.5. Măsurarea impedanței folosind dispozitive inductive de raport (DIR) 288
4.5.1. Măsurarea impedanței cu DIR diport (transformatoare) 288
4.5.2. Măsurarea impedanței cu ajutorul DIR triport neizolate (divizoare inductive) 290
4.5.3. Măsurarea impedanței cu ajutorul DIR triport izolate (punți cu transformator) 293
4.5.4. Măsurarea rezistenței cu ajutorul punții cu comparator de curent continuu 298

4.6. Măsurarea impedanței prin metode combinate de raport și conversiune 299
4.6.1. Punți neechilibrate și punți semiautomate 299
4.6.2. Impedanțmetre cu semipunte și detecție sincronă pe componente 301

4.7. Măsurarea impedanței prin metode de rezonanță 304
4.7.1. Q-metre analogice 304
4.7.2. Q-metre digitale 306
4.7.3. Faradmetre și henrymetre cu rezonanță 308
4.7.4. Rezonanțmetre cu absorbție (grid-dip-metre) 308

4.8. Măsurarea impedanțelor foarte mari 308
4.8.1. Măsurarea rezistențelor foarte mari 308
4.8.2. Măsurarea capacităților foarte mici 311

4.9. Metode speciale de măsurare a impedanței 313
4.9.1. Comparații 1 : 1 de rezistență 314
4.9.2. Comparații 1 : 10 și 1 : 100 315
4.9.3. Comparații 1 : n 317
4.9.4. Metode de calibrare a aparaturii de măsurat impedanța 320
Bibliografie 322

5. **Măsurarea puterii** 325

5.1. Generalități 326

5.2. Măsurarea puterii absorbite 327

5.3. Măsurarea puterii transmise 329
5.3.1. Multiplicatoare cu ieșire neelectrică 330
5.3.2. Multiplicatoare cu ieșire electrică 330
5.3.3. Tipuri principale de aparate pentru măsurarea puterii transmise 336

5.3.4. Măsurarea energiei 338
5.3.5. Măsurarea puterii transmise cu ajutorul cuploarelor direcționale 339
5.3.6. Măsurarea puterii reactive 340

5.4. Metode de mare precizie pentru măsurarea puterii 341
5.4.1. Măsurarea puterii folosind comparatoare electrodinamice 341
5.4.2. Măsurarea puterii folosind comparatoare termoelectrice 342
5.4.3. Măsurarea puterii prin măsurări de tensiune alternativă 343
5.4.4. Măsurarea puterii prin măsurări de tensiune alternativă și impedanță 343
Bibliografie 344

6. Măsurarea mărimilor electromagnetice de cîmp 346

6.1. Măsurarea intensității cîmpului electric 346
6.1.1. Măsurarea intensității cîmpului electrostatic 347
6.1.2. Măsurarea intensității cîmpului electric alternativ 348

6.2. Măsurarea intensității cîmpului magnetic 348

6.3. Măsurarea intensității cîmpului radioelectric 352
Bibliografie 352

7. Măsurarea mărimilor electromagnetice de material 354

7.1. Generalități 355

7.2. Măsurarea rezistivității 356
7.2.1. Măsurarea rezistivității solidelor 356
7.2.2. Măsurarea conductivității lichidelor 357

7.3. Măsurarea permitivității și a pierderilor dielectrice 358
7.3.1. Măsurarea permitivității solidelor 359
7.3.2. Măsurarea permitivității lichidelor 362

7.4. Măsurarea mărimilor magnetice de material 362
7.4.1. Măsurări de mărimi magnetice de material în regim cvasi-static 364
7.4.2. Măsurări de mărimi magnetice de material în curent alternativ 364
Bibliografie 369
Anexă. Bibliografie selectivă 371
Indice alfabetic 375

1. PROCESUL DE MĂSURARE

Comunicarea și acțiunea sînt două laturi fundamentale ale oricărei activități omenești. Comunicarea vehiculează în principal *informație*, pe cînd acțiunea vehiculează în principal *energie*.

Măsurarea este una din componentele esențiale ale comunicării. Scopul măsurării este obținerea experimentală a unei informații cantitative asupra anumitor proprietăți ale unui obiect sau sistem și exprimarea ei sub o formă adecvată pentru utilizator.

Ansamblul operațiilor experimentale care se execută în vederea obținerii rezultatului măsurării constituie **procesul de măsurare.**

Orice proces de măsurare conține următoarele elemente principale:
— măsurandul (mărimea de măsurat);
— metoda de măsurare;
— aparatul de măsurat și
— etalonul.

În funcție de natura, precizia și scopul măsurării, aceste elemente au o importanță relativă diferită. Ele determină marea varietate a măsurărilor în general și a măsurărilor electrice în particular.

Oricare din cele patru elemente ale procesului de măsurare poate servi ca punct de plecare într-o clasificare a măsurărilor.

Pentru marea majoritate a celor care efectuează măsurări, clasificarea bazată pe mărimea de măsurat este cea mai convenabilă.

1.1. MĂSURANDUL

Nu toate proprietățile unui obiect sau ale unui sistem sînt măsurabile. O proprietate măsurabilă este denumită de obicei *mărime* (în particular, mărime fizică, dacă este caracteristică unui sistem fizic). O primă condiție de măsurabilitate este ca mărimea (fizică) să constituie o mulțime ordonabilă, adică o mulțime în care să se poată defini relațiile de egal ($=$), mai mic ($<$) și mai mare ($>$) între elementele ei. În plus, este necesar să se poată stabili conven-

țional o corespondență biunivocă între mulțimea valorilor mărimii (fizice) și mulțimea numerelor reale. Aceasta este *convenția de scară*, care definește în același timp și unitatea de măsură.

De aici rezultă concluzia importantă că rezultatul final al oricărei măsurări este *un număr*. Acest număr, împreună cu unitatea de măsură (a cărei specificare implică și convenția de scară), caracterizează mărimea măsurată.*

1.1.1. MĂRIMI ADITIVE

O mare parte din mărimile fizice au proprietea de a fi *aditive*. La acestea se poate defini în mod simplu operația experimentală de însumare a două mărimi (de exemplu: lungime, masă, curent electric, tensiune electrică). În aceste cazuri, convenția de scară se reduce la relația de proporționalitate dintre mărime și unitatea sa de măsură, factorul de proporționalitate constituind valoarea mărimii. Unitatea de măsură se stabilește convențional, prin specificarea *etalonului* corespunzător; un singur etalon este suficient pentru construirea întregii scări, datorită proprietății de aditivitate.

Unele mărimi fizice nu se bucură de această proprietate. Pentru acestea, întreaga scară trebuie stabilită convențional, prin fixarea unui număr suficient de repere și a modului de interpolare între ele (de exemplu scara internațională practică de temperatură).

Există și mărimi care nu sînt direct aditive, dar pot fi exprimate în funcție de mărimi aditive. Rezistivitatea, permitivitatea, factorul de calitate al unei bobine sînt mărimi a căror însumare fizică nu este realizabilă, dar care pot fi măsurate indirect. Pentru asemenea mărimi convenția de scară se construiește pe baza mărimilor de referință, iar un etalon unic nu este util.

Din punctul de vedere al tehnicii măsurării proprietatea de aditivitate joacă un rol important, deoarece permite aplicarea unor metode de măsurare avantajoase (de exemplu măsurarea în intervale largi de valori, în raport cu un singur etalon). Desigur, aici trebuie avută în vedere nu numai proprietatea de aditivitate în principiu, ci și comoditatea realizării ei practice. Lungimile sînt ușor însumabile, pe cînd ariile se pretează mai greu măsurării prin însumare. Tensiunile continue pot fi însumate fără dificultăți deosebite, pe cînd la însumarea tensiunilor alternative intervine defazajul, la însumarea rezistențelor conexiunile pot introduce erori apreciabile etc.

1.1.2. MĂRIMI DE GRAD 1, GRAD 2 ȘI GRAD 0

Cîmpul electromagnetic este caracterizat de mărimile E (intensitatea cîmpului electric), D (inducția electrică), H (intensitatea cîmpului magnetic), B (inducția magnetică). Din aceste mărimi locale derivă mărimi globale ca fluxul electric și fluxul magnetic, precum și mărimi caracteristice circuitelor electrice, cum sînt curentul electric, tensiunea și tensiunea electromotoare. Toate aceste mărimi sînt de tip *intensitate* și pot fi denumite **mărimi de grad 1**

* Aici și în cele ce urmează se vor lua în considerare numai mărimile scalare. Evident, toate proprietățile acestora sînt valabile și în cazul componentelor scalare ale mărimilor vectoriale și tensoriale.

(deoarece ele figurează ca termeni de gradul 1 în legile generale ale electromagnetismului).

Mărimile care caracterizează schimbul de energie în cîmpul electromagnetic se definesc prin produse (sau sume de produse) a cîte două mărimi de grad 1 (densitatea de energie în cîmpul electric $DE/2$, densitatea de energie în cîmpul magnetic BH/2, vectorul lui Poynting $EH/2$). Aceeași proprietate o au și energia unui condensator ($QU/2$), energia unei bobine ($\Phi I/2$), puterea în circuite electrice (UI), energia electrică în circuite electrice (UIt)etc. Toate aceste mărimi sînt de tip *putere* sau *energie* și pot fi denumite **mărimi de grad 2.**

În electrotehnică sînt folosite pe scară largă mărimi în care intervine un raport între două mărimi de grad 1 sau de grad 2. Astfel de mărimi sînt: rezistența sau impedanța (U/I), conductanța sau admitanța (I/U), capacitatea (Q/U), inductivitatea (Φ/I), precum și mărimi adimensionale ca factorul de putere (P/S), coeficientul de distorsiune ($\sqrt{\Sigma U_i^2}/U$), factorul de calitate ($\omega L/R$), raportul de transformare (U_1/U_2 sau I_1/I_2) etc. Toate aceste mărimi sînt de tip *parametric* și pot fi denumite **mărimi de grad 0.**

Din punctul de vedere al măsurărilor electrice, clasificarea mărimilor după grad prezintă importanță în legătură cu aplicabilitatea unor categorii de metode de măsurare. Astfel, pot fi subliniate următoarele proprietăți:

a. Mărimile de grad 1 pot fi pozitive sau negative (au o polaritate), pe cînd majoritatea mărimilor de grad 0 sînt numai pozitive. Aceasta înseamnă că mărimile de grad 1 pot fi măsurate prin metode diferențiale sau metode de zero, prin simplă opoziție, pe cînd aplicarea acestor metode mărimilor de grad zero necesită dispozitive suplimentare. De exemplu, rezistența nu poate fi măsurată direct prin metode diferențiale sau de zero, ci numai prin intermediul unei punți.

b. Din punct de vedere tehnic, mărimile de grad 1 se pretează cel mai simplu măsurării directe. Într-adevăr, pentru conversiunea lor în mărimi mecanice există mijloace tehnice de mare eficacitate, cum sînt de exemplu instrumentele magnetoelectrice cu o bună liniaritate, înaltă sensibilitate etc. De asemenea mărimile de grad 1 și în special tensiunea pot fi ușor supuse unor operații ca: amplificare, redresare, modulare, conversiune analog-digitală și digital-analogă etc. Dimpotrivă, măsurarea mărimilor de grad 2 și de grad 0 reclamă multiplicarea, respectiv divizarea a două mărimi de grad 1, ceea ce ridică mai multe dificultăți.

c. Mărimile de grad 1 și 2 pot avea valori diferite de zero numai într-un sistem capabil să cedeze energie. Ca urmare, aceste mărimi pot fi măsurate preluînd de la obiectul supus măsurării puterea necesară procesului de măsurare (măsurările cu ampermetru, voltmetru, wattmetru etc.). Mărimile de grad 0 pot caracteriza atît sistemele active cît și sistemele pasive. În majoritatea cazurilor, măsurarea acestor mărimi se face cu cedarea puterii necesare de către aparatul de măsurat (la măsurările cu ohmmetru, punte etc.).

d. Elementele de referință și etaloanele mărimilor de grad 1 sînt obligatoriu sisteme active, adică sisteme prevăzute cu surse de energie. Elementele de referință și etaloanele mărimilor de grad 0 sînt de obicei sisteme pasive (fără surse). Ca urmare, elementele de referință și etaloanele mărimilor de

grad 0 sînt inerent mai stabile în timp decît cele ale mărimilor de grad 1, fiind în același timp mai simple ca structură și construcție. Din acest motiv, în multe tipuri de aparate de măsurat se caută să se folosească cît mai puține elemente de referință ale mărimilor de grad 1, cu prețul creșterii numărului elementelor de referință ale mărimilor de grad 0 (compensatoarele de c.c. utilizează o singură sursă de tensiune de referință și mai multe rezistoare etc.).

1.1.3. INTERVALE DE VALORI ALE MĂRIMILOR

Tehnica actuală permite măsurarea mărimilor electrice în întregul interval de valori pe care le pot lua practic. Acest lucru este valabil atît pentru mărimile electrice din natură (cîmpuri electrice și magnetice ale pămîntului, biocurenți și biopotențiale etc.), cît și pentru cele generate de sisteme tehnice.

Intervalul de valori ale mărimilor macroscopice ale electromagnetismului este limitat inferior — în cazul mărimilor de grad 1 — de caracterul discontinuu al fenomenelor electromagnetice. De exemplu, un curent de 10^{-19} A este echivalent aproximativ cu trecerea a mai puțin de un electron pe secundă. Pentru a măsura un asemenea curent, este necesar un timp de mediere relativ lung, inadmisibil în cele mai multe cazuri practice. O altă limitare este cea determinată de agitația termică în conductoare (§1.3.3.), care fixează de asemenea o limită inferioară a puterii măsurabile într-un timp dat.

Limita superioară a mărimilor de grad 1 și 2 este impusă practic numai de posibilitățile tehnice de generare a acestor mărimi. În general, măsurarea valorilor maxime ale acestor mărimi este totdeauna posibilă practic, chiar dacă întîmpină uneori anumite dificultăți.

În cazul mărimilor de grad 0, intervalul de valori întîlnite în practică este limitat inferior și superior, mai ales de anumite proprietăți de material și de dimensiuni ale sistemului considerat (în cazul rezistenței, capacității, inductivității etc.). Măsurarea valorilor extreme ale acestor mărimi ridică deseori probleme practice considerabile.

1.1.4. MĂRIMI CONSTANTE ȘI MĂRIMI VARIABILE ÎN TIMP

Timpul este un parametru care intervine în orice măsurare.

În cazul mărimilor constante (invariabile în timpul unei măsurări) durata unei măsurări T_m poate fi aleasă independent de obiectul supus măsurării. Se înțelege prin T_m, timpul de la conectarea aparatului (momentul aplicării mărimii de măsurat) pînă la valorificarea rezultatului măsurării (sesizarea rezultatului de către operator, înregistrarea sau transmiterea lui etc.). Durata T_m este determinată de:

— eventualele perturbații tranzitorii produse de conectarea aparatului asupra stării obiectului supus măsurării;

— timpul de răspuns al aparatului;

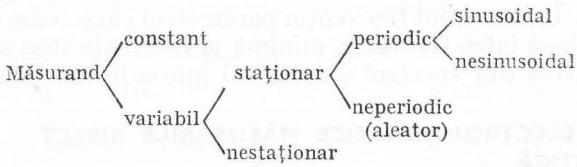
— durata necesară transmiterii informației de măsurare (durata afișării pentru citire de către operator, durata necesară pentru înregistrare etc.).

În majoritatea cazurilor uzuale, T_m este cuprins între 0,1 și 10 s. Există însă cazuri în care este necesară o măsurare mai rapidă, cu durată de ordinul milisecundelor sau mai puțin. Asemenea cazuri survin, de exemplu, atunci cînd se măsoară succesiv mai mulți măsuranzi de valori constante, dar diferite (măsurări în puncte multiple).

Mărimile variabile în timp pot fi staționare (de regim permanent) sau nestaționare. Se numesc staționare acele mărimi variabile a căror valoare efectivă, valoare de vîrf sau valoare medie este constantă în timp.

Mărimile variabile staționare pot fi *periodice* sau *neperiodice*. Mărimile periodice, la rîndul lor, pot fi *sinusoidale* sau *nesinusoidale*.

O clasificare a măsuranzilor din punctul de vedere al variației în timp ar fi deci următoarea:



În cazul mărimilor variabile staționare se poate măsura:

— o valoare instantanee anumită,

— ansamblul valorilor instantanee într-un interval de timp anumit (curba mărimii în funcție de timp), sau

— un parametru global ca: valoare medie, valoare efectivă sau valoare de vîrf.

Parametrii globali enumerați* se definesc astfel:

$$X_{med} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x \, dt, \tag{1.1}$$

$$X = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x^2 \, dt}, \tag{1.2}$$

$$X_m = max_{t_1 \dots t_2} |x|, \tag{1.3}$$

unde: X_{med} este valoarea medie; X — valoarea efectivă; X_m — valoarea maximă; x — valoarea instantanee; $t_2 - t_1$ — un interval de timp suficient de mare pentru ca valorile X_{med}, X și X_m să fie independente de alegerea lui.

În cazul mărimilor variabile nestaționare pot fi măsurate:

— o valoare instantanee anumită sau un șir de valori instantanee la momentele t_1, t_2, ... t_n ... ,

— valoarea medie pe un interval de timp $t_2 - t_1$, sau

— ansamblul valorilor instantanee într-un interval de timp anumit (curba mărimii în funcție de timp).

Valorile instantanee se măsoară prin eșantionarea măsurandului. Fiecare eșantion este păstrat în memoria aparatului de măsurat pe durata măsurării (pentru prelucrare, afișare etc.).

* A se vedea și § 3.1.1.

Valoarea medie pe un interval de timp $t_2 - t_1$ se măsoară cu aparate de măsurat a căror indicație este proporțională cu integrala în timp a măsurandului. Integrarea se face între t_1 și t_2. În comparație cu măsurarea valorilor instantanee, măsurarea valorilor medii are avantajul că efectul unor mărimi perturbatoare poate fi redus substanțial, dacă durata $t_2 - t_1$ este suficient de mare.

Pentru măsurarea întregului ansamblu de valori instantanee, într-un interval de timp dat, se folosesc aparate cu vizualizare (osciloscoape) sau cu înregistrare.

Viteza de variație în timp a unei mărimi variabile poate fi caracterizată prin parametri definiți în *domeniul timpului* sau în *domeniul frecvenței*. În domeniul timpului se folosesc parametri ca durata frontului impulsurilor sau timpul de creștere. În domeniul frecvenței parametrul caracteristic este banda de frecvență, cuprinsă între frecvența minimă și frecvența maximă a componentelor semnificative din spectrul Fourier al mărimii variabile.

1.1.5. MĂRIMI ELECTROMAGNETICE MĂSURABILE DIRECT ÎN PRACTICĂ

Nu toate mărimile caracteristice electromagnetismului se măsoară direct, folosind mijloace și metode cunoscute în tehnica actuală. Măsurarea unora din aceste mărimi nu prezintă importanță practică. Altele se determină de obicei indirect, în funcție de mărimi măsurate direct.

În tabelul 1.1 sînt enumerate principalele mărimi pentru a căror măsurare directă există mijloace și metode cunoscute și utilizate în prezent. În

Tabelul 1.1

Mărimi electromagnetice măsurabile direct cu metode și mijloace uzuale

Categoria de mărimi	Mărimea fizică	Simbolul	Intervalul de frecvență în care se măsoară	Intervalul de valori măsurabile
Mărimi de grad 1	Intensitatea curentului electric	I	$0-10^8$ Hz	$10^{-15}-10^5$ A
	Tensiune electrică	U	$0-10^9$ Hz	$10^{-10}-10^6$ V
	Sarcină electrică	Q	0 Hz	$10^{-15}-10^{-1}$ C
	Flux magnetic	Φ	0 Hz	$10^{-6}-10^2$ Wb
	Intensitatea cîmpului electric	E	$0-10^{10}$ Hz	$10^{-8}-10^6$ V/m
	Inducție magnetică	B	$0-10^5$ Hz	$^{-9}-10$ T

Tabelul 1.1 (continuare)

Categoria de mărimi	Mărimea fizică	Simbol	Intervalul de frecvență în care se măsoară	Intervalul de valori măsurabile
Mărimi de grad 0	Rezistență Impedanță Reactanță	R Z X	$0-10^9$ Hz	$10^{-7}-10^{16}$ Ω
	Conductanță Admitanță Susceptanță	G Y B	$0-10^9$ Hz	$10^{-10}-10^{2}$ S
	Capacitate	C	$0-10^9$ Hz	$10^{-18}-10^{0}$ F
	Inductivitate	L	$0-10^9$ Hz	$10^{-10}-10^{6}$ H
	Factor de calitate	Q	$0-10^9$ Hz	$10^{-2}-10^{5}$
	Factor de pierderi dielectrice	$\operatorname{tg}\delta$	$10^{-3}-10^9$ Hz	$10^{-6}-10$
	Permitivitate relativă	ε_r	$10^{-3}-10^9$ Hz	$10^{0}-10^{5}$
	Permeabilitate relativă	μ_r	$0-10^9$ Hz	$10^{0}-10^{6}$
Mărimi de grad 2	Putere activă	P	$0-10^{11}$ Hz	$10^{-8}-10^{8}$ W
	Putere reactivă	Q	45 – 65 Hz	$10^{0}-10^{8}$ var
	Putere aparentă	S	45 – 65 Hz	$10^{0}-10^{9}$ VA
	Energie electrică	W_e	45 – 65 Hz	$10^{-2}-10^{11}$ kWh

același tabel, sînt indicate orientativ intervalul de frecvențe în care se face măsurarea acestor mărimi și intervalul de valori măsurabile în practică.

1.2. METODA DE MĂSURARE

Orice măsurare este o comparație*. Prezența mărimii de referință (a etalonului), chiar dacă uneori este mai puțin evidentă, este indispensabilă.

Se pot deosebi măsurări prin **comparație simultană** și măsurări prin **comparație succesivă.** La comparația simultană, mărimea de măsurat este

* În cele ce urmează prin *măsurare* se va înțelege numai măsurarea directă. Măsurarea indirectă, în sensul calculării valorii unei mărimi în funcție de altele măsurate direct, este de fapt un ansamblu de mai multe măsurări.

comparată nemijlocit cu o mărime de referință de aceeași speță: de exemplu, o tensiune U_x este comparată cu o tensiune de referință U_r cu ajutorul unui compensator de c.c., sau o rezistență R_x este comparată cu o rezistență etalon R_e cu ajutorul unei punți comparatoare. La comparația succesivă, mărimea de referință (sau etalon) nu este prezentă la fiecare măsurare: ea servește pentru calibrarea inițială (gradarea) și eventual calibrarea periodică a unui aparat de măsurat, care păstrează în *memoria* sa informația de calibrare; această informație, primită de la etalon o singură dată, este apoi transmisă de aparat cu ocazia fiecărei măsurări.

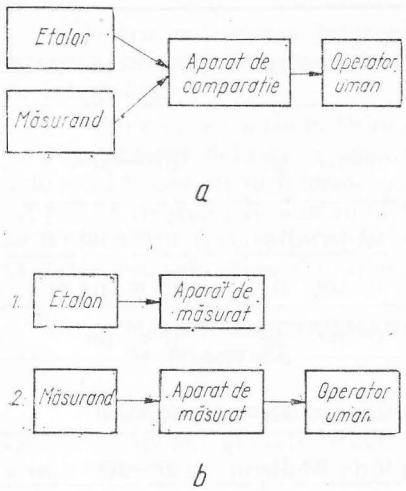


Fig. 1.1. Transferul informației de măsurare la:
a — comparația simultană; *b* — comparația succesivă;
1 — calibrare; *2* — măsurare.

Deci, la comparația simultană transferul de informație se face în același timp de la etalon și de la măsurand prin intermediul aparatului de comparație la operatorul uman, pe cînd la comparația succesivă transferul de informație se face în două etape, odată pe calea etalon-aparat de măsurat (la calibrare), și apoi pe calea măsurand-aparat de măsurat-operator uman (la măsurare). Fig. 1.1 ilustrează transferul informației de măsurare în cele două cazuri*.

1.2.1. MĂSURĂRI PRIN COMPARAȚIE SIMULTANĂ

Măsurandul poate fi comparat fie cu un etalon de valoare apropiată sau egală, fie cu un etalon de valoare diferită. Cele două categorii de comparații pot fi denumite comparație 1:1, respectiv comparație 1:*n*.

Comparația 1 : 1 poate fi directă sau indirectă, după cum măsurandul este comparat cu mărimea de referință nemijlocit, respectiv prin intermediul unui aparat de comparație (comparator).

Comparația 1:1 directă se face prin metoda diferențială sau prin metoda de zero.

a. Metoda diferențială constă în măsurarea nemijlocită a diferenței dintre măsurand și mărimea de referință cunoscută, de valoare apropiată de cea a măsurandului

$$x = x_0 + \xi, \tag{1.4}$$

* Trebuie observat că în cazul comparației succesive calibrarea nu se face obligatoriu în întregul interval de măsurare al aparatului și pentru toate mărimile măsurate (de exemplu la măsurarea curentului cu ajutorul unui șunt și al unui aparat indicator, șuntul și aparatul pot fi calibrate separat).

unde: x este valoarea măsurandului;
x_0 — valoarea de referință, cunoscută;
ξ — diferența măsurată direct.

Contribuția erorii aparatului de măsurat la eroarea totală a măsurării este neglijabilă, dacă valorile x și x_0 sînt suficient de apropiate. Într-adevăr, scriind

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{\Delta x_0}{x} + \frac{\Delta \xi}{x} \tag{1.5}$$

sau

$$\frac{\Delta x}{x} \approx \frac{\Delta x_0}{x_0} + \frac{\Delta \xi}{\xi} \cdot \frac{\xi}{x}, \tag{1.6}$$

se vede că, dacă raportul ξ/x este suficient de mic, influența erorii relative $\Delta\xi/\xi$ este neglijabilă în eroarea relativă $\Delta x/x$ a măsurării. Rezultatul se obține deci practic cu aceeași eroare cu care se cunoaște valoarea de referință x_0.

b. M e t o d a d e z e r o este un caz particular al metodei diferențiale, în care diferența dintre valoarea măsurandului și valoarea de referință este adusă la zero ($\xi = 0$). Evident, în acest caz aparatul de măsurat este folosit doar ca indicator de zero și eroarea sa nu intervine în măsurare.

Metoda diferențială și metoda de zero sînt în general cele mai precise metode de măsurare, deoarece în aceste metode influența aparatului de măsurat este minimă. Ele au însă dezavantajul că necesită un etalon de valoare apropiată de valoarea măsurandului, respectiv un etalon de valoare variabilă.

Trebuie observat că metoda diferențială și metoda de zero pot fi aplicate nemijlocit în cazul mărimilor fizice de grad 1 (§ 1.1.2). Într-adevăr, aceste mărimi pot fi comparate prin opoziție (de exemplu două tensiuni).

Comparația 1:1 indirectă (cu ajutorul unui aparat intermediar de comparație) se poate face prin metoda comparației simple, prin metoda substituției sau prin metoda permutării.

a. M e t o d a c o m p a r a ț i e i s i m p l e constă în compararea celor două mărimi — măsurandul și mărimea de referință — cu ajutorul unui aparat de măsurat numit *comparator 1:1*, care folosește un procedeu de măsurare diferențial sau de zero. Metoda se aplică în special la compararea a două rezistențe, a două capacități sau a două inductivități. Comparatorul este o punte cu brațe egale, care fie indică direct diferența dintre mărimile comparate (măsurare diferențială), fie se aduce la echilibru printr-o ușoară modificare a raportului brațelor (măsurare de zero). Rezultatul măsurării prin comparație simplă este afectat de eroarea comparatorului, ceea ce reprezintă un important neajuns.

b. M e t o d a s u b s t i t u ț i e i, numită și metoda efectelor egale, elimină eroarea comparatorului printr-o măsurare dublă. Cele două mărimi de comparat se aplică succesiv la aceleași borne ale aparatului, egalitatea lor fiind semnalată de faptul că au același efect asupra aparatului. În acest fel, eroarea aparatului este eliminată, fiindcă ea intervine la fel în ambele măsurări. Practic, comparatorul folosit în acest scop are raportul stabil, dar nu neapărat egal cu 1, și reglabil în limite restrînse, încît prin reglaj stabilitatea să

nu fie afectată. La prima măsurare, într-un braț se aplică mărimea de referință x_0, iar în celălalt braț o mărime constantă x_t (numită *tară*), care nu trebuie cunoscută, dar care trebuie să fie stabilă în cursul măsurării. Se obține

$$x_0 = (K + k_1)x_t, \tag{1.7}$$

unde K este raportul comparatorului, iar k_1 este o mică variație dată lui K.

La a doua măsurare, x_0 este substituit prin x (măsurandul):

$$x = (K + k_2)x_t, \tag{1.8}$$

unde k_2 este noua variație dată lui K, pentru echilibrarea comparatorului. Rezultă

$$\frac{x}{x_0} = \frac{K + k_2}{K + k_1} \tag{1.9}$$

sau, întrucît $k_1 \ll K$ și $k_2 \ll K$,

$$x = \left(1 + \frac{k_2 - k_1}{K}\right) x_0. \tag{1.10}$$

Dacă x este apropiat de x_0, mărimea $(k_2 - k_1)/K$ este mică față de 1 și eroarea introdusă de comparator este neglijabilă.

c. Metoda permutării reprezintă o altă posibilitate de eliminare a erorii comparatorului, în cazul unei comparații 1:1. În acest caz, raportul K al comparatorului trebuie să aibă o valoare apropiată de 1, dar nu trebuie cunoscută cu precizie. Se fac două măsurări. La prima măsurare, mărimile de comparat x și x_0 se aplică la cele două intrări ale comparatorului. Rezultă

$$x = (K + k_1)\, x_0, \tag{1.11}$$

unde, ca și înainte, k_1 este o mică variație a raportului K.

La a doua măsurare se schimbă locul lui x cu x_0 (se permută măsurandul cu referința). Se obține

$$x_0 = (K + k_2)\, x, \tag{1.12}$$

unde k_2 este noua variație dată lui K. Din relațiile (1.11) și (1.12) se deduce

$$\left(\frac{x}{x_0}\right)^2 = \frac{K + k_1}{K + k_2}. \tag{1.13}$$

Deoarece $k_1 \ll K$ și $k_2 \ll K$,

$$\frac{x}{x_0} = \left(\frac{1 + \dfrac{k_1}{K}}{1 + \dfrac{k_2}{K}}\right)^{\frac{1}{2}} = \left(1 + \frac{k_1 - k_2}{K}\right)^{\frac{1}{2}} = 1 + \frac{k_1 - k_2}{2K} \tag{1.14}$$

sau, punînd $K = 1$ în termenul de corecție,

$$x = \left(1 + \frac{k_1 - k_2}{2}\right) x_0. \tag{1.15}$$

Termenul $(k_1 - k_2)/2$ fiind mic față de 1, ca și la metoda substituției, eroarea introdusă de comparator este neglijabilă.

Este interesant de observat că metoda permutării permite determinarea exactă a raportului K al comparatorului. Într-adevăr, înmulțind între ele relațiile (1.11) și (1.12), se obține

$$1 = (K + k_1)(K + k_2), \tag{1.16}$$

sau

$$K^2 + (k_1 + k_2)K - (1 - k_1 k_2) = 0. \tag{1.17}$$

Rezolvînd în raport cu K această ecuație de gradul 2, se găsește rădăcina pozitivă

$$K = \sqrt{1 + \left(\frac{k_1 - k_2}{2}\right)^2} - \frac{k_1 + k_2}{2}. \tag{1.18}$$

Deoarece k_1 și k_2 sînt mici față de 1, se mai poate scrie

$$K \approx 1 - \frac{k_1 + k_2}{2}. \tag{1.19}$$

Metoda substituției și metoda permutării sînt folosite deseori pentru măsurarea cu cea mai mare precizie a rezistenței, capacității și inductivității.

Trebuie observat că atît metoda substituției, cît și metoda permutării nu sînt, riguros vorbind, comparații simultane. Ele sînt însă echivalente cu o comparație simultană, dacă în timpul celor două operații de măsurare toate mărimile care intervin (x, x_0 și x_t) pot fi considerate constante.

Comparația 1 : n, adică măsurarea în raport cu un etalon de valoare diferită, intervine frecvent în tehnica măsurării mărimilor electrice, datorită faptului că cele mai bune etaloane electrice au fie o valoare unică (etalonul de tensiune), fie valori discrete de forma 10^n (etaloanele de rezistență) sau 1; 2; $5 \cdot 10^n$ (etaloanele de capacitate și de inductivitate). În cazurile în care — pentru asigurarea unei precizii ridicate sau din alte motive — este necesară comparația simultană, măsurarea valorilor intermediare reclamă efectuarea unor comparații de tipul $1{:}n$.

Există două posibilități de a compara simultan două mărimi de valori diferite: metode de adiționare (însumare), prin combinarea mai multor etaloane astfel încît să permită în final o comparație 1:1, și metode de raport, în care se folosește un dispozitiv de raport intermediar pentru comparație.

Metodele de adiționare se bazează pe aditivitatea unora din etaloanele mărimilor electrice. De exemplu, etaloanele de tensiune legate în serie sînt practic perfect aditive, în sensul că tensiunea lor totală este egală cu suma tensiunilor fiecărui etalon în parte (cu respectarea anumitor condiții de izolare). Astfel, o tensiune de 10 V poate fi măsurată prin comparație simultană cu tensiunea a 10 etaloane de cîte 1 V. La fel, etaloanele de rezistență legate în serie și etaloanele de capacitate legate în paralel sînt, în anumite condiții, aproape perfect aditive.

Metodele de adiționare sînt în general greoaie și laborioase. Ele se folosesc numai în laboratoare metrologice pentru compararea etaloanelor.

Metodele de raport sînt de obicei metode de zero în care una din mărimi este comparată cu o fracțiune a celeilalte mărimi, obținută cu ajutorul unui dispozitiv de raport. Cel mai simplu dispozitiv de raport este divizorul (de tensiune sau de curent), rezistiv, inductiv sau capacitiv. Divizorul poate fi folosit în mai multe moduri pentru realizarea unei metode de raport.

Cele mai răspîndite metode de raport sînt metoda compensării și metoda de punte.

Ecuația caracteristică metodelor de raport este

$$x = Kx_0, \tag{1.20}$$

unde: x este măsurandul; x_0 — mărimea de referință; K — parametrul caracteristic dispozitivului de raport.

În practică se folosesc dispozitive de raport cu parametrul K variabil în limite largi. În acest fel, pot fi efectuate măsurări în interval larg de valori prin comparație cu un singur etalon.

Dispozitive de raport. La compararea a două mase cu ajutorul unei balanțe, pîrghia gradată joacă rolul unui dispozitiv de raport, care pe baza unei legi fizice simple poate servi la determinarea raportului celor două mase. În măsurările electrice dispozitivul de raport poate fi, în cazurile cele mai simple, un ansamblu de două impedanțe; de exemplu două rezistoare sau două bobine cuplate strîns între ele. După modul de alimentare și de conectare în circuit, cu un asemenea dispozitiv se poate măsura raportul între două tensiuni, doi curenți, două impedanțe etc.

Dispozitivele de raport pot fi privite ca multipoli liniari (sau cvasiliniari), pasivi și reciproci. În mod obișnuit se utilizează numai dispozitive diport (cu două perechi de borne) și triport (cu trei perechi de borne) (fig. 1.2). Fiecare din acestea poate fi un dispozitiv de ten-

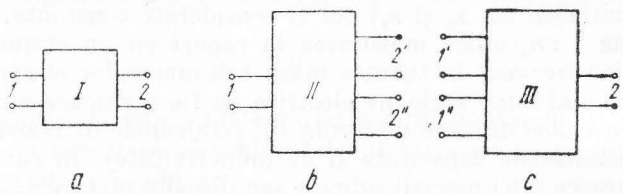


Fig. 1.2. Dispozitive de raport:
a — diport; *b* și *c* — triport.

siune sau un dispozitiv de curent, după cum servește la stabilirea unui raport de tensiuni sau a unui raport de curenți.

În mod convențional pot fi adoptate următoarele categorii de dispozitive de raport:

a. Dispozitive de tip I, diport, care realizează o transformare *intrare-ieșire*, avînd ca parametru caracteristic raportul dintre mărimea de ieșire și mărimea de intrare

$$U_2 = K_u U_1 \text{ sau } I_2 = K_i I_1, \tag{1.21}$$

unde U_1 și U_2 sînt tensiunile de intrare, respectiv de ieșire, iar I_1 și I_2 sînt curenții de intrare, respectiv de ieșire.

b. Dispozitive de tip II, triport, care realizează o transformare *ieșire-ieșire* (dispozitiv tip *generator)*, asigurînd un raport constant între cele două mărimi de ieșire, independent de valoarea mărimii de intrare

$$U_2' = K_u U_2'' \text{ sau } I_2' = K_i I_2'' \tag{1.22}$$

(pentru U_1, respectiv I_1 oarecare), unde U_2' și U_2'' sînt tensiunile la cele două ieșiri, iar I_2' și I_2'' sînt curenții la cele două ieșiri.

c. Dispozitive de tip III, triport, care realizează o comparare *intrare-intrare* între două mărimi aplicate la intrări (dispozitiv tip *comparator)* astfel, încît la anularea mărimii de ieșire există un raport constant între mărimile de intrare

$$U_1' = K_u U_1'' \text{ sau } I_1' = K_i I_1'' \tag{1.23}$$

(pentru $U_2 = 0$, respectiv $I_2 = 0$), unde U_1' și U_1'' sînt tensiunile la cele două intrări, iar I_1' și I_1'' sînt curenții la cele două intrări.

Rezultă în total șase variante de dispozitive de raport (categoriile I, II, III, fiecare putînd fi dispozitiv de tensiune sau de curent).

Parametrii caracteristici K_u și K_i sînt definiți în condiții de sarcină precizate. De obicei, dispozitivele de tensiune sînt considerate ca funcționînd în gol ($I_2 = I_2' = I_2'' = 0$), iar dispozitivele de curent în scurtcircuit ($U_2 = U_2' = U_2'' = 0$). În aceste condiții se găsește ușor, admițînd și proprietatea de reciprocitate a circuitelor (adică $Z_{12} = Z_{21}$ etc.):

— pentru dispozitive tip I

$$K_u = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} = -\frac{Y_{12}}{Y_{22}}; \quad K_i = \frac{Y_{12}}{Y_{11}} = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}}; \tag{1.24}$$

— pentru dispozitive tip II

$$K_u = \frac{Z_{12'}}{Z_{12''}}; \quad K_i = \frac{Y_{12'}}{Y_{12''}}; \tag{1.25}$$

— pentru dispozitive tip III

$$K_u = -\frac{Y_{1''2}}{Y_{1'2}}; \quad K_i = -\frac{Z_{1''2}}{Z_{1'2}}, \tag{1.26}$$

unde impedanțele și admitanțele mutuale Z_{ij} respectiv Y_{ij} din reprezentările obișnuite ale matricelor diporților, respectiv triporților, au fost simbolizate cu indicii corespunzători intrărilor și ieșirilor cărora le sînt asociate.

Următoarele două teoreme de dualitate pentru dispozitivele de raport sînt deosebit de utile în aplicații.

T e o r e m a *1.* Raportul caracteristic în tensiune K_u al unui dispozitiv de raport de tip I funcționînd în gol este egal în valoare absolută cu raportul caracteristic în curent $K_{i(inv)}$ al aceluiași dispozitiv, în conexiune inversă (intrarea schimbată cu ieșirea), funcționînd în scurtcircuit.

Din expresiile anterioare rezultă pentru K_u în conexiune directă și pentru $K_{i(inv)}$ în conexiune inversă

$$K_u = \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \text{ și } K_{i(inv)} = -\frac{Z_{12}}{Z_{11}}, \tag{1.27}$$

ceea ce justifică teorema.

T e o r e m a *2.* Raportul caracteristic în tensiune K_u al unui dispozitiv de raport de tip II sau III funcționînd în gol este egal în valoare absolută cu valoarea reciprocă $1/K_i$ a raportului caracteristic în curent al aceluiași dispozitiv în conexiune inversă (intrările schimbate cu ieșirile), funcționînd în scurtcircuit (se observă că prin conectarea inversă un dispozitiv de tip II devine de tip III și invers).

De exemplu, la un dispozitiv de tip II pentru care

$$K_u = \frac{Z_{12'}}{Z_{12''}}, \tag{1.28}$$

prin conectare inversă borna *1* devine 2, borna 1′ devine 2′ iar borna 1″ devine 2″; dispozitivul se transformă într-unul de tip III, obținîndu-se

$$K_{i(inv)} = -\frac{Z_{12''}}{Z_{12'}} = -\frac{1}{K_u}. \tag{1.29}$$

În mod similar se arată și echivalența dintre un dispozitiv de tip III de tensiune și cel corespunzător de tip II de curent.

Aceste două teoreme reduc cele șase variante ale dispozitivelor de raport la trei structuri de bază; fiecare din acestea poate juca rol de dispozitiv de tensiune sau de dispozitiv de curent, după modul de alimentare.

Exemple de metode de raport. În fig. 1.3 sînt reprezentate scheme simple de măsurare a tensiunii și a curentului, folosind dispozitive de raport de diferite tipuri. Mărimile U_r și I_r sînt mărimi de referință, de valori cunoscute sau măsurate cu un aparat etalon, iar U_x și I_x

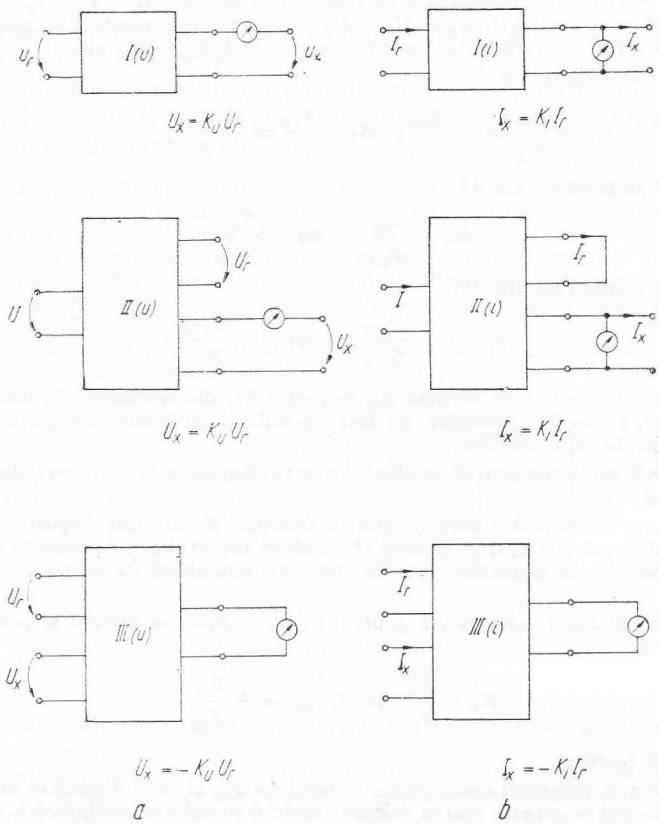


Fig. 1.3. Metode de raport:
a — măsurarea tensiunii; *b* — măsurarea curentului.

sînt mărimile de măsurat. În cazul dispozitivelor de tipurile I și II indicatorul de nul este conectat direct în circuitul de măsurare; în schemele care folosesc dispozitive de tip III indicatorul de nul este conectat la ieșirea dispozitivului de raport.

În fig. 1.4 sînt reprezentate cîteva scheme simple pentru măsurarea impedanței cu ajutorul dispozitivelor de raport. Schemele permit determinarea impedanței necunoscute Z_x în funcție de impedanța de referință Z_r, cunoscînd rapoartele K_u, K_i ale dispozitivelor de raport utilizate.

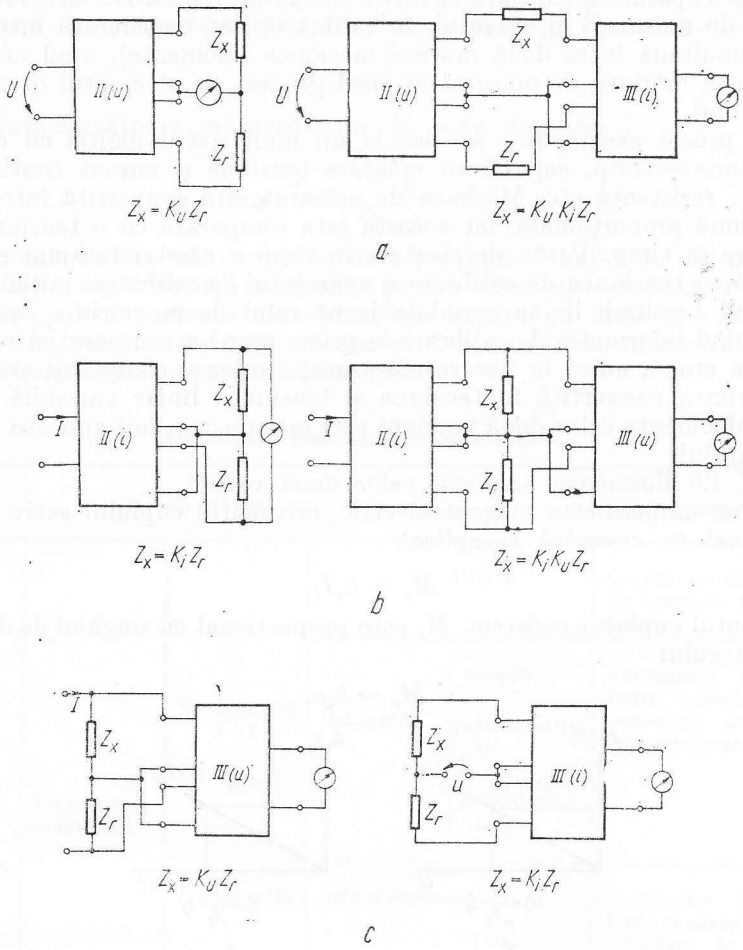


Fig. 1.4. Măsurarea impedanței folosind dispozitive de raport:
a — impedanțe mari; *b* — impedanțe mici; *c* — impedanțe de valori arbitrare.

1.2.2. MĂSURĂRI PRIN COMPARAȚIE SUCCESIVĂ

Acestea sînt specifice aparatelor de măsurat indicatoare în care au loc una sau mai multe conversiuni ale mărimii de măsurat. Astfel, la un aparat indicator electromecanic (de exemplu magnetoelectric), cu cuplu rezistent dat de un element elastic, o comparație propriu-zisă are loc între cuplul activ (proporțional cu curentul de măsurat) și cuplul rezistent (proporțional cu unghiul de rotație al sistemului mobil). Cuplul rezistent este,

la rîndul lui, proporțional cu curentul de calibrare a aparatului (la calibrarea inițială). În acest fel, putem considera că elementul elastic împreună cu acul indicator și scara gradată păstrează informația de calibrare, jucînd rol de *memorie* a aparatului. Măsurarea este o comparație succesivă între măsurand (curentul de măsurat) și curentul de calibrare, dar transferată într-o comparație simultană între două mărimi mecanice (momente), unul creat prin conversiunea mărimii de măsurat și altul generat de elementul de memorie al aparatului.

Un proces asemănător are loc la un multimetru digital cu conversiune tensiune — timp, capabil să măsoare tensiune și curent continuu sau alternativ, rezistență etc. Mărimea de măsurat este convertită într-o tensiune continuă proporțională, iar aceasta este comparată cu o tensiune liniar crescătoare în timp. Panta de creștere în timp a acestei tensiuni este proporțională cu tensiunea de calibrare a aparatului (la calibrarea inițială). Deci, generatorul tensiunii liniar variabile joacă rolul de memorie a aparatului, înmagazinînd informația de calibrare la prima etapă a comparației succesive. În a doua etapă, adică la fiecare măsurare, are loc o comparație simultană între mărimea convertită în tensiune și tensiunea liniar variabilă. Durata pînă la coincidența celor două tensiuni este măsura mărimii aplicate la intrarea aparatului.

Fig. 1.5 ilustrează analogia celor două cazuri.

La un ampermetru magnetoelectric, momentul cuplului activ M_a este proporțional cu curentul I_1 aplicat

$$M_a = k_1 I_1, \tag{1.30}$$

iar momentul cuplului rezistent M_r este proporțional cu unghiul de deviație α al indicatorului

$$M_r = k_2 \alpha. \tag{1.31}$$

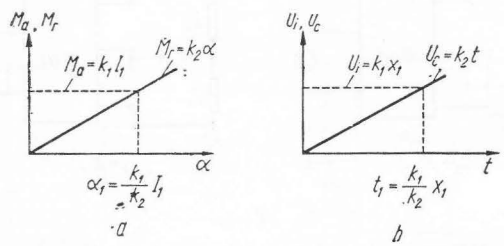


Fig. 1.5. Măsurări prin comparație succesivă:
a — cu un ampermetru magnetoelectric; *b* — cu un multimetru digital cu conversiune tensiune-timp.

Rezultă pentru $M_a = M_r$, unghiul afișat de aparat

$$\alpha_1 = \frac{k_1}{k_2} I_1. \tag{1.32}$$

La un multimetru digital cu conversiune tensiune-timp, tensiunea intermediară U_i (tensiunea după conversiune) este proporțională cu mări-

mea X_1 de măsurat (tensiune, curent continuu sau alternativ, rezistență etc.)

$$U_i = k_1 X_1, \tag{1.33}$$

iar tensiunea de comparație liniar crescătoare în timp U_c este proporțională cu timpul

$$U_c = k_2 t. \tag{1.34}$$

Durata corespunzătoare măsurandului X_1 este dată de $U_i = U_c$,

$$t_1 = \frac{k_1}{k_2} X_1. \tag{1.35}$$

Se poate deduce că o caracteristică comună a metodelor de comparație succesivă este existența memoriei pentru stocarea informației de calibrare. Principalele variante ale aparatelor bazate pe metoda comparației succesive sînt cele cu **memorie mecanică** (aparate electromecanice) și cele cu **memorie electrică** (aparate electronice).

Tabelul 1.2

Clasificarea metodelor de măsurare

Metode de măsurare					Exemple
Comparație	Comparație simultană	Comparație 1 : 1	directă		Comparare de etaloane de tensiune prin opoziție
			indirectă	simplă	Comparare de rezistențe, inductivități și capacități cu punte comparatoare
				prin substituție	
				prin permutare	
		Comparație 1 : n	prin adiționare		Comparare de rezistențe și capacități prin însumare de etaloane
			prin metode de raport		Compensator de c.c. Compensator de c.a. Punte de c.c. Punte de c.a.
	Comparație succesivă	cu memorie mecanică			Aparate electromecanice indicatoare și înregistratoare
		cu memorie electrică			Aparate electronice analogice și digitale

La metoda comparației succesive o sursă importantă de erori este aceea a instabilității memoriei aparatului. În funcție de instabilitatea în timp a acesteia, trebuie adoptată o anumită perioadă de recalibrare a aparatului.

Trebuie remarcat că multe aparate de măsurat permit efectuarea de măsurări după mai multe din metodele enumerate. De exemplu un voltmetru diferențial poate măsura printr-o metodă de raport (folosit ca un compensator), metodă de comparație succesivă (folosit ca voltmetru indicator) sau printr-o metodă combinată. De asemenea, cu un Q-metru se poate măsura o reactanță prin comparație 1:1 (substituție) sau o rezistență prin metodă de comparație succesivă.

Clasificarea metodelor de măsurare. Rezumînd cele arătate, metodele de măsurare pot fi prezentate sinoptic ca în tabelul 1.2. În același tabel sînt date și exemple de măsurări electrice, corespunzătoare fiecărei metode.

1.3. APARATUL DE MĂSURAT

Sub forma sa cea mai simplă, aparatul de măsurat generează o mărime de ieșire y, funcție de mărimea de intrare x (fig. 1.6.)

$$y = f(x). \tag{1.36}$$

Fig. 1.6. Reprezentarea aparatului de măsurat sub forma sa cea mai simplă.

În cazurile obișnuite funcția f este o funcție liniară. Ea poate avea însă orice altă formă.

În general, mărimea de ieșire depinde nu numai de mărimea de intrare, ci și de alte mărimi care influențează aparatul. Aceste mărimi sînt numite **mărimi de influență.** Printre acestea, cele mai obișnuite sînt mărimile caracteristice mediului în care se face măsurarea (temperatura, presiunea, umiditatea etc.), mărimi perturbatoare electromagnetice (cîmpuri electrice și magnetice, semnale perturbatoare transmise prin rețeaua de alimentare etc.) precum și mărimi proprii obiectului supus măsurării, dar nedorite pentru măsurarea în cauză (de exemplu tensiunea în cuadratură în cazul unui voltmetru de fază, tensiunea de mod comun în cazul unui voltmetru cu intrare flotantă).

De asemenea, mărimea de ieșire a aparatului de măsurat depinde de **comenzile** care au fost date aparatului, prin organele de comandă cu care acesta este prevăzut.

O reprezentare mai generală a aparatului de măsurat are deci forma din fig. 1.7.

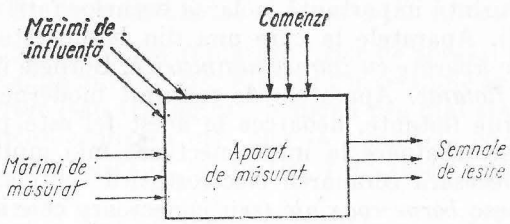


Fig. 1.7. Reprezentare generală a aparatului de măsurat, care evidențiază interacțiunea sa cu exteriorul.

În cazul unui aparat de măsurat cu m mărimi de ieșire și n mărimi măsurate, influențat de p mărimi de influență și prevăzut cu q comenzi diferite, pentru fiecare mărime de ieșire se poate scrie o expresie de forma

$$y_i = f(x_1, x_2 \dots x_n, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_p, c_1, c_2, \dots c_q); \; i = 1, 2, \dots m, \tag{1.37}$$

unde: y_i sînt mărimi de ieșire; x_i — mărimi de măsurat; φ_i — mărimi de influență; c_i — comenzi ale aparatului.

Pentru anumite comenzi c_i date, variația mărimii de ieșire poate fi exprimată în funcție de variațiile Δx_i și $\Delta \varphi_i$ (presupuse mici) ale mărimilor de intrare, respectiv de influență:

$$\Delta y_i \approx \frac{\partial f}{\partial x_1}\Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2}\Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n}\Delta x_n + \frac{\partial f}{\partial \varphi_1}\Delta \varphi_1 +$$

$$+ \frac{\partial f}{\partial \varphi_2}\Delta \varphi_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial \varphi_p}\Delta \varphi_p; \quad i = 1, 2, \dots, m. \tag{1.38}$$

Derivatele $\partial f/\partial x_i$ reprezintă *sensibilitățile utile* ale aparatului de măsurat, iar derivatele $\partial f/\partial \varphi_i$ reprezintă *sensibilitățile parazite* ale aparatului. Sensibilitățile utile trebuie să aibă valori precise și cît mai stabile în timp (deoarece ele determină în principal erorile aparatului). Sensibilitățile parazite nu trebuie să aibă valori bine determinate, dar trebuie să fie sub anumite limite admise pentru aparat.

Mărimile de intrare ale aparatului sînt caracterizate prin:

— natura mărimii (tensiune, curent, rezistență etc.);

— intervalul de valori măsurabile (valoarea minimă, valoarea maximă);

— variația în timp (mărimi constante, variabile periodic sau variabile neperiodic).

Mărimile de măsurat sînt aplicate la **bornele de intrare** (sau bornele de măsurare) ale aparatului. De regulă, pentru măsurarea mărimilor de grad 1 (tensiune, curent) aparatele sînt prevăzute cu două borne de intrare, pentru măsurarea mărimilor de grad 2 (putere, energie) cu patru borne de intrare, iar pentru măsurarea mărimilor de grad 0 (rezistență, capacitate, inductivitate, factor de putere) cu două, trei sau patru borne de intrare. Din punct de vedere practic, prezintă importanță izolarea bornelor față de masa aparatului (carcasa metalică). Aparatele la care una din borne este conectată electric la masă se numesc aparate *cu intrare nesimetrică*. Bornele izolate față de masă se numesc *borne flotante*. Aparatele de măsurat moderne sînt prevăzute în majoritate cu borne flotante, deoarece în acest fel este posibilă diminuarea unor influențe perturbatoare la interconectarea mai multor aparate.

Dacă este necesară ecranarea electrostatică completă a circuitului de măsurare se folosesc *borne coaxiale* (sau conectoare coaxiale).

Deoarece conexiunile (conductoarele de legătură) dintre aparatul de măsurat și obiectul supus măsurării pot influența măsurarea, este important, mai ales la măsurările de mare precizie, să se precizeze un **plan de referință**, transversal pe conexiuni, la care se raportează rezultatul măsurării. Aparatul va fi astfel calibrat, încît să indice valoarea măsurandului la intersecția planului de referință cu conexiunile la borne. De obicei planul de referință se ia la nivelul bazei bornelor cu șurub, respectiv la limita exterioară a bornelor coaxiale (fig. 1.8).

Semnalele de ieșire ale aparatului de măsurat pot fi adresate **operatorului uman** sau unui **sistem tehnic** interconectat cu aparatul (pentru prelucrare ulterioară, înregistrare, comandă etc.). În primul caz, semnalele de ieșire sînt de obieci vizuale și mai rar auditive; semnalele vizuale au forma analogică (indicator și scară gradată) sau numerică. În al doilea caz, semnalele de ieșire sînt de obicei electrice și pot fi, la rîndul lor, analogice (de cele mai multe ori, o tensiune continuă), sau digitale (tensiune în impulsuri, pe baza unui anumit cod).

Comenzile cele mai importante pot fi din următoarele categorii:

— funcțiune (de exemplu măsurarea tensiunii, a curentului și a rezistenței la un multimetru);
— game de măsurare;
— calibrare internă;
— reglarea zeroului;
— echilibrare (la compensatoare, punți);
— repetarea măsurării.

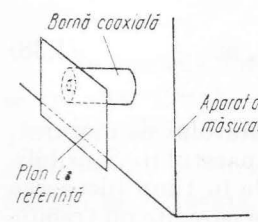


Fig. 1.8. Exemplu de plan de referință.

Diferite aparate de măsurat specializate pot avea numeroase alte comenzi.

Toate comenzile aparatelor de măsurat pot fi împărțite în două grupe mari:

— pentru introducere de date;
— de manevrare a aparatului.

Acestea din urmă pot fi automatizate complet (de exemplu echilibrarea unei punți). Comenzile de introducere a datelor pot fi automatizate parțial (de exemplu baleierea frecvenței la un analizor de spectru) sau complet (de exemeplu la un sistem de măsurare multiplă cu explorare automată).

Relația (1.36) dintre mărimile de ieșire și de intrare ale unui aparat de măsurat se realizează de obicei prin mai multe conversiuni succesive, în care intervin mărimile intermediare x_1, x_2, ..., x_n:

$$x_1 = f_1(x); \quad x_2 = f_2(x_1); \quad \ldots \; x_n = f_n(x_{n-1}); \quad y = f_{n+1}(x_n). \tag{1.39}$$

Mărimile x_1, x_2, ..., x_n pot fi mărimi fizice de aceeași natură sau diferite, constante sau variabile în timp etc. Fiecare conversiune are loc într-un dispozitiv numit **convertor** (sau traductor). Schema cea mai simplă de interconectare a convertoarelor, utilizată mai ales la aparatele care măsoară mărimi de grad 1, este cea în cascadă, ca în fig. 1.9. Această schemă este numită

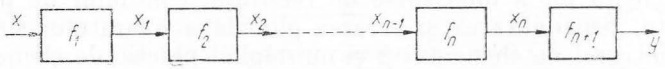


Fig. 1.9. Schemă de interconectare a convertoarelor în buclă deschisă.

și în *buclă deschisă*, cu un termen uzual în automatică. Deseori sînt utilizate și scheme în *buclă închisă*; cea mai simplă asemenea schemă este reprezentată în fig. 1.10. Schemele în buclă închisă conțin practic numai convertoare liniare. Pentru aparatul conform schemei din fig. 1.10 se pot scrie ecuații asemănătoare celor ale unui amplificator cu reacție

$$y = A(x + x_r); \quad x_r = \beta y, \tag{1.40}$$

de unde rezultă funcția de transfer

$$y = \frac{A}{1 - \beta A} x. \tag{1.41}$$

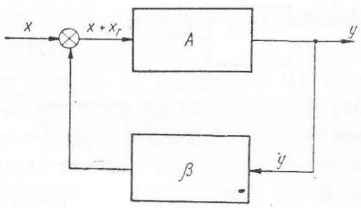


Fig. 1.10. Schema structurală a unui aparat de măsurat în buclă închisă.

De obicei βA este negativ și în modul mult mai mare decît unitatea astfel, încît funcția de transfer devine

$$y \approx -\frac{1}{\beta} x, \tag{1.42}$$

depinzînd numai de proprietățile convertorului de reacție.

Cele două scheme structurale de bază, din fig. 1.9 și 1.10, sînt caracteristice *aparatelor cu conversiune directă*, respectiv *aparatelor cu compensare* (sau aparatelor cu echilibrare).

În aparatele cu conversiune directă fluxul informației de măsurare are un singur sens, de la intrare către ieșire. Sensibilitatea globală a aparatului este egală cu produsul sensibilităților elementelor componente, iar la eroarea globală contribuie deopotrivă erorile tuturor elementelor aparatului.

În aparatele cu compensare există un dublu sens al informației, datorită conversiunii directe prin elementul A și conversiunii inverse prin elementul β (pentru aceste aparate este caracteristică prezența elementului β, care efectuează o conversiune a mărimii de ieșire într-o mărime de aceeași natură cu mărimea de intrare). Alte particularități ale acestor aparate sînt: existența în componența lor a unei surse de referință, consumul de putere redus la intrare etc. Sensibilitatea și eroarea globală a aparatului sînt determinate aproape integral de elementul β și nu depind practic de elementul A.

În sfîrșit, există și scheme structurale mai complicate, cu convertoare legate în paralel, serie-paralel și în alte moduri. De exemplu în aparatele care măsoară mărimi de grad 2 (putere, energie) intervin convertoare multiplicatoare, cu două intrări și o ieșire; în acest caz, o porțiune din schema structurală poate fi ca în fig. 1.11, *a*. Asemănător, în aparatele care măsoară mărimi de grad 0 (impedanțe) prin metode tip ampermetru-voltmetru, intervin convertoare de împărțire, ca în fig. 1.11, *b*.

Tipuri principale de convertoare de măsurare. Fiecare convertor poate fi privit ca un element diport (o intrare și o ieșire) sau cuadripol, triport (două intrări și o ieșire) sau hexapol etc. Conversiunea este caracterizată

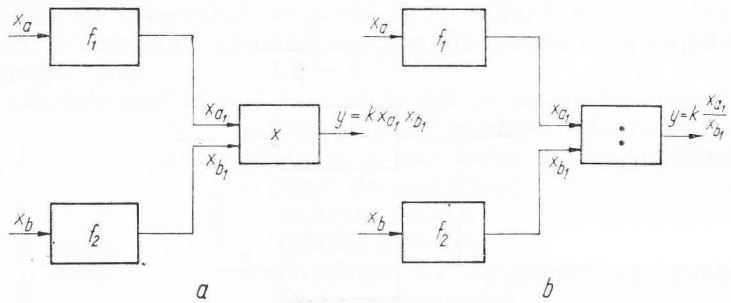


Fig. 1.11. Scheme structurale de aparate cu două intrări:
a — pentru măsurarea unei mărimi de grad 2; *b* — pentru măsurarea unei mărimi de grad 0.

prin funcția de transfer, care depinde de matricea de transfer a convertorului și de sarcina acestuia; în cazul unui convertor diport se poate scrie

$$x_2 = f(x_1), \tag{1.43}$$

unde: x_2 este mărimea de ieșire; x_1 — mărimea de intrare; f — funcția de transfer.

Pentru convertorul diport, cu intrare și ieșire electrică, se pot scrie ecuațiile generale ale cuadripolului (fig. 1.12):

$$u_1 = Au_2 + Bi_2;$$
$$i_1 = Cu_2 + Di_2, \tag{1.44}$$

unde: u_1, i_1 sînt tensiunea și curentul la intrare; u_2, i_2 — tensiunea și curentul la ieșire; A, B, C, D, — parametrii cuadripolului.

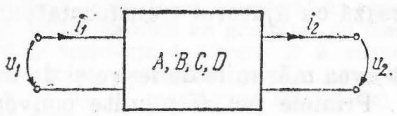


Fig. 1.12. Cuadripol echivalent unui convertor diport.

Dacă este îndeplinită condiția

$$\left.\frac{u_1}{i_2}\right|_{u_2=0} = \left|-\frac{u_2}{i_1}\right|_{u_1=0} \tag{1.45}$$

cuadripolul se numește *reciproc*. Condiția de reciprocitate este

$$AD - BC = 1. \tag{1.46}$$

Convertoarele construite din elemente de circuit pasive liniare dipolare (rezistoare, condensatoare, bobine) și din transformatoare sînt reciproce. Convertoare reciproce sînt deci toate transformatoarele de măsură, divizoarele rezistive, inductive și capacitive, șunturile etc. O proprietate generală a convertoarelor reciproce este aceea de a transmite semnale în ambele sensuri (ele funcționează și cu intrarea și ieșirea inversate între ele, dar în general cu altă funcție de transfer).

Convertoarele care conțin și elemente de circuit active sau neliniare (amplificatoare, diode, dispozitive termoelectrice etc.) sînt în general nereciproce. Convertoarele care conțin dispozitive electronice sînt de regulă astfel realizate încît ele transmit semnal numai într-un singur sens, de la intrare spre ieșire (funcția de transfer în sens invers este practic nulă). Această proprietate este importantă din punctul de vedere al reducerii influenței reciproce dintre convertoarele interconectate.

După locul pe care îl ocupă în schema structurală a aparatului de măsurat, pot fi deosebite:

— convertoare de intrare;
— convertoare intermediare;
— convertoare de ieșire.

Convertoarele de intrare au ca mărime de intrare chiar măsurandul. Ele trebuie să îndeplinească condiții deosebite în ce privește interacțiunea cu obiectul supus măsurării.

Convertoarele intermediare efectuează operațiile necesare aducerii semnalului de măsurare la forma convenabilă utilizării finale.

Convertoarele de ieșire au ca mărimi de ieșire semnalele care se transmit fie operatorului uman prin afișarea rezultatului măsurării, fie altor dispozitive în vederea înregistrării sau prelucrării ulterioare.

Din punctul de vedere al izolării electrice între ieșire și intrare convertoarele pot fi:

— cu o bornă comună,

— cu ieșirea izolată de intrare.

Convertoarele obișnuite au o bornă a ieșirii comună cu o bornă a intrării. Izolarea ieșirii se realizează cu ajutorul transformatoarelor sau al cuploarelor optoelectronice.

Convertoarele pot avea mărimile de ieșire și de intrare de naturi diferite sau de aceeași natură. Primele pot fi numite convertoare traductoare, iar celelalte convertoare operaționale.

Convertoarele traductoare servesc la obținerea unei mărimi de ieșire convenabile pentru procesul de măsurare.

Exemple de convertoare traductoare sînt:

— convertoare curent-tensiune;

— convertoare tensiune-curent;

— convertoare putere-tensiune;

— convertoare tensiune-frecvență.

Unele din aceste convertoare sînt de factură simplă. De pildă, un convertor curent-tensiune, sub forma cea mai simplă, este șuntul. Altele sînt relativ complexe, în funcție și de caracteristicile metrologice necesare.

Convertoarele operaționale servesc la efectuarea de operații matematice sau de modificare a formei de variație în timp a mărimii (sau mărimilor) de intrare. De regulă, mărimea de ieșire și mărimea de intrare sînt de aceeași natură (de cele mai multe ori, o tensiune). Exemple de convertoare operaționale diport sînt:

— convertoare proporționale (numite și convertoare de scară), ca: divizoare rezistive, capacitive sau inductive, transformatoare, atenuatoare, amplificatoare etc.;

— convertoare liniare (care efectuează și o decalare);

— cuadratoare (convertoare pentru ridicare la pătrat);

— extractoare de radical,

— integratoare,

— derivatoare,

— logaritmoare,

— antilogaritmoare,

— convertoare c.a.-c.c.

Exemple de convertoare operaționale triport și multiport:

— sumatoare și scăzătoare,

— multiplicatoare,

— divizoare,

— modulatoare,

— demodulatoare.

categorie aparte o formează convertoarele folosite în aparatura digitală:

— convertoare analog-digitale,
— convertoare digital-analoge,
— convertoare de cod.

Influența reciprocă a convertoarelor interconectate. Într-un lanț de convertoare succesive, ca de exemplu cele din fig. 1.9, fiecare convertor lucrează pe sarcina constituită de convertorul următor. Funcțiile lor de transfer vor fi diferite de cele ale convertoarelor izolate. Există mai multe situații practice în care trebuie să se țină seama de aceste interacțiuni.

La joncțiunea dintre două convertoare, transferul de semnal poate fi analizat pe baza schemei echivalente din fig. 1.13, conținînd un generator de tensiune electromotoare E și rezistență internă R_i debitînd pe rezistența de intrare R a convertorului următor (mărimile sînt presupuse continue sau de frecvență suficient de joasă, pentru a nu lua în considerare reactanțele).

Tensiunea transferată este:

$$U = \frac{R}{R + R_i} E = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R}} E. \qquad (1.47)$$

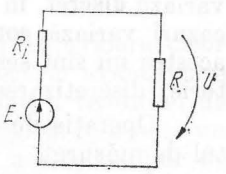


Fig. 1.13. Schema echivalentă a joncțiunii dintre două convertoare.

Rezistențele R și R_i pot varia în timp fie din cauza îmbătrînirii componentelor, fie din cauza temperaturii sau altor factori de influență. Punînd relația (1.47) sub forma

$$U = KE, \qquad (1.48)$$

unde

$$K = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R}} \qquad (1.49)$$

este factorul de transfer al joncțiunii celor două convertoare, și presupunînd că E rămîne constant, se poate calcula variația lui K datorită variațiilor lui R și R_i, pornind de la dezvoltarea

$$\Delta K = \frac{\partial K}{\partial R} \Delta R + \frac{\partial K}{\partial R_i} \Delta R_i. \qquad (1.50)$$

Se obține

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{R_i}{R_i + R} \left(\frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta R_i}{R_i} \right). \qquad (1.51)$$

Rezultă că, dacă $R \gg R_i$, efectele variațiilor $\Delta R/R$ și $\Delta R_i/R_i$ sînt neglijabile (ceea ce era de așteptat, deoarece în acest caz $U \approx E$). Avînd deci o rezistență de intrare R suficient de mare a fiecărui convertor față de rezistența de ieșire R_i a convertorului precedent, se asigură $K = 1$ independent de variațiile lui R și R_i. Acest caz se întîlnește foarte des în convertoarele de măsurare.

Uneori este însă greu să se realizeze $R \gg R$, mai ales la convertoarele care lucrează la nivel de semnal mic, unde puterile disponibile sînt reduse. În aceste cazuri, relația (1.49) dă valoarea factorului K, iar relația (1.51) permite evaluarea erorii produse de variațiile rezistențelor R și R_i.

O situație diferită, întîlnită și ea frecvent în tehnica aparatelor de măsurat, este cea în care se urmărește obținerea puterii maxime posibile de la un convertor dat (E și R_i dați în schema echivalentă considerată). Se știe că, pentru a realiza transferul de putere maximă, trebuie îndeplinită condiția (numită și condiție de adaptare)

$$R = R_i. \qquad (1.52)$$

În acest caz

$$K = \frac{1}{2} \quad \text{și} \quad \frac{\Delta K}{K} = \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta R_i}{R_i}\right). \tag{1.53}$$

Acest caz survine cînd cerința primordială este obținerea unei sensibilități maxime, iar precizia este pe planul doi. O situație practică tipică este aceea a adaptării indicatoarelor de nul (care trebuie să fie sensibile, dar nu și precise).

1.3.2. APARATE ANALOGICE ȘI APARATE DIGITALE

Rezultatul final al unei măsurări se exprimă practic totdeauna printr-un număr cu un număr finit de cifre semnificative. Deci rezultatul măsurării variază **discret,** în opoziție cu valoarea măsurandului, care în cele mai multe cazuri variază **continuu** (sau cu discontinuități atît de mici, încît practic acestea nu sînt sesizate). Procesul de măsurare conține deci, ca etapă obligatorie, discretizarea valorii măsurate.

Operația de discretizare o poate face operatorul uman sau chiar aparatul de măsurat.

În primul caz, aparatul de măsurat furnizează informația de măsurare sub forma unei mărimi fizice variabile continuu, a cărei valoare este ușor sesizabilă de om (de obicei, deplasarea indicatorului în fața scării gradate). Aparatul de măsurat se numește în acest caz **aparat analogic.** Operatorul uman apreciază indicația aparatului și o exprimă sub forma unui număr.

În al doilea caz, aparatul de măsurat furnizează informația de măsurare direct sub forma unui număr, care este citit de operatorul uman. Acest aparat de măsurat se numește **aparat digital** (sau aparat numeric).

Aparatul de măsurat analogic are în structura sa numai elemente analogice, caracterizate prin variație continuă a mărimilor de intrare și de ieșire. El poate fi privit ca un instrument de simplă transformare a măsurandului într-o altă mărime fizică, a cărei valoare să fie sesizabilă de om.

Aparatul de măsurat digital are în structura sa și elemente caracterizate prin variație discontinuă (discretă) a mărimilor. Măsurandul, după con-

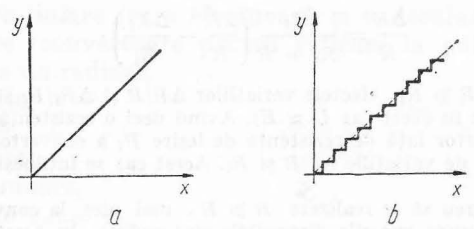


Fig. 1.14. Funcția de transfer a unui aparat:
a — analogic; *b* — digital.

vertire într-o mărime fizică convenabilă, este *cuantizat*, adică divizat în trepte de o anumită finețe (fig. 1.14). Numărul treptelor dă valoarea măsurandului. Această operație este numită *conversiune analog-digitală.* Practic, se folosesc

semnale electrice speciale, de exemplu impulsuri care pe baza unui anumit cod, sînt puse în corespondență cu treptele de discretizare a măsurandului. Semnalele digitale (semnalele de cod) sînt prelucrate în mod corespunzător și folosite pentru realizarea afișării numerice a rezultatului.

Particularități ale aparatelor digitale și analogice. Avantajele aparatelor de măsurat digitale sînt date, pe de o parte, de particularitățile afișării numerice a rezultatului și, pe de altă parte, de proprietățile circuitelor caracterizate prin semnale discrete. Afișarea numerică este lipsită de ambiguități, este mai puțin obositoare pentru operator, permite creșterea practic nelimitată a rezoluției și prin aceasta a preciziei aparatului. Semnalele discrete pot fi transmise, modificate și prelucrate cu precizie și siguranță mult mai mari decît semnalele continue, au o imunitate ridicată față de perturbații și sînt compatibile direct cu accesul în calculatoarele digitale.

Aceasta nu înseamnă că aparatele digitale sînt net superioare celor analogice în toate situațiile. Aparatele analogice sînt categoric avantajoase cînd este necesară o evaluare rapidă a valorii măsurate sau a tendinței de variație a acesteia. De exemplu, un operator poate supraveghea mai ușor un panou cu cîteva zeci de aparate analogice decît unul cu același număr de aparate digitale. Un alt exemplu în care aparatul analogic este mult mai util decît cel digital este la reglarea sau ajustarea unor circuite urmărind indicația unui aparat (echilibrarea la zero, acordarea pe maxim sau pe minim etc.).

Structuri tipice ale aparatelor de măsurat. În aparatele de măsurat analogice, pentru prelucrarea informației de măsurare se folosește cel mai frecvent o *tensiune continuă* ca mărime fizică intermediară (fig. 1.15). Partea de intrare a aparatului de măsurat (convertorul de intrare) convertește mărimea de măsurat în tensiune continuă, care este apoi amplificată, divizată sau supusă altor operații. Valoarea acestei tensiuni este proporțională cu măsurandul.

În aparatele de măsurat digitale se folosește ca mărime fizică intermediară fie o *tensiune continuă*, fie un *interval de timp* sau o *frecvență* (fig. 1.16).

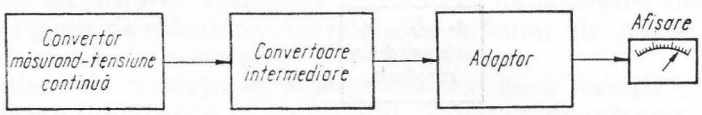


Fig. 1.15. Structura tipică a unui aparat de măsurat analogic.

În primul caz, (fig. 1.16, *a*) partea de intrare a aparatului este asemănătoare cu cea a aparatului analogic. Urmează un convertor tensiune-cod, care generează un grup de impulsuri în corespondență cu valoarea tensiunii continue, pe baza unui anumit cod. Informația conținută în grupul de impulsuri este stocată într-un bloc de memorie și apoi convertită în cod zecimal pentru afișare.

În al doilea caz, (fig. 1.16, *b* și 1.16, *c*) la intrarea aparatului se află un convertor, care generează fie un interval de timp de durată proporțională

cu valoarea măsurandului, fie un semnal periodic de frecvență proporțională cu măsurandul. În ambele variante, un circuit poartă permite trecerea unui număr de impulsuri proporțional cu valoarea măsurandului, la un numărător electronic și la unitatea de afișare.

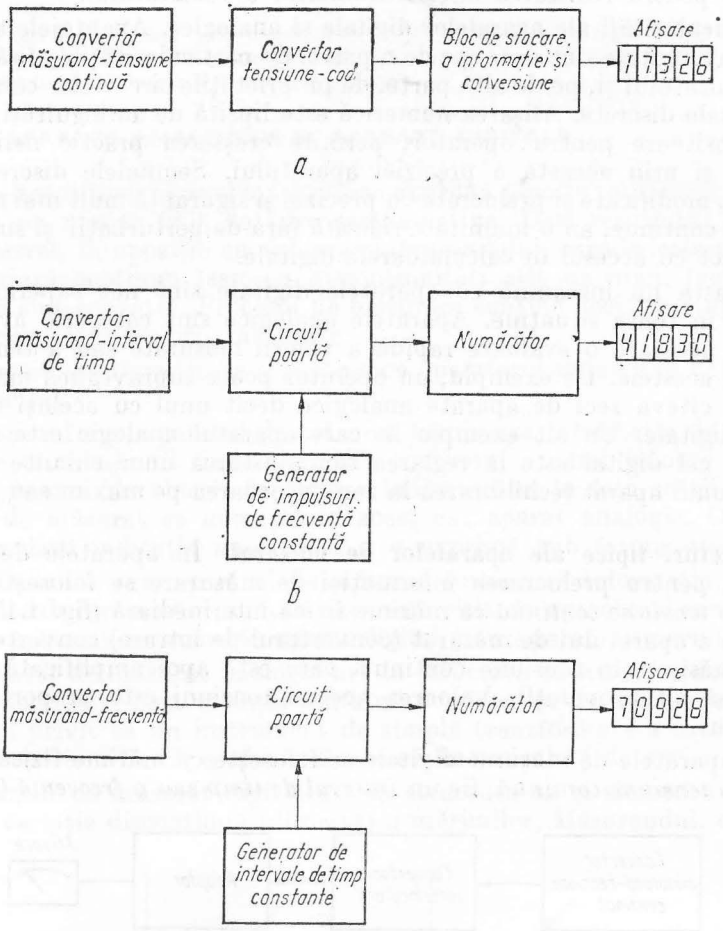


Fig. 1.16. Structuri tipice ale unor aparate de măsurat digitale, folosind ca mărime intermediară:
a — o tensiune continuă; *b* — un interval de timp; *c* — o frecvență.

Afișarea analogică și afișarea digitală. Afișarea analogică este caracterizată prin lungimea scării gradate, finețea divizării (numărul de diviziuni) și mobilitatea indicatorului. Toate aceste caracteristici determină rezoluția afișării (sau capacitatea ei), exprimată prin numărul de poziții distincte ale indicatorului care pot fi apreciate. Rezoluția afișării analogice este de regulă de ordinul 10^{-2}, ceea ce înseamnă 100 de *puncte (trepte) de măsurare.*

Afișarea digitală este caracterizată prin numărul de cifre zecimale afișate, care determină rezoluția afișării. Dacă cifrele de orice rang pot lua toate valorile de la 0 la 9, rezoluția este 10^{-n}, echivalentă cu 10^n puncte de măsurare, unde n este numărul rangurilor de cifre zecimale afișate. Afișarea se numește în acest caz *cu n cifre* sau *cu 10^n puncte de măsurare*. De exemplu, dacă $n = 4$, este vorba de o afișare digitală cu 4 cifre; numărul maxim care poate fi afișat este 9999, iar rezoluția este 10^{-4} (10 000 puncte de măsurare). Deseori, prima cifră a afișării (rangul zecimal cel mai înalt) poate avea un număr limitat de valori, de exemplu numai 0 și 1, sau 0, 1, 2 și 3. Dacă, de pildă $n = 4$ și prima cifră afișată este 0 sau 1, numărul maxim afișabil este 1999 și afișarea se numește cu $3\frac{1}{2}$ cifre (sau cu 2 000 puncte de măsurare).

1.3.3. CARACTERISTICI METROLOGICE ALE APARATELOR DE MĂSURAT

În efectuarea măsurărilor este foarte importantă cunoașterea caracteristicilor metrologice ale aparatelor de măsurat. Acestea sînt caracteristici care se referă la comportarea aparatelor de măsurat în raport cu obiectul supus măsurării, cu mediul ambiant și cu operatorul uman. Ele se exprimă prin parametri funcționali (parametri exteriori) referitori la mărimile de intrare, de ieșire și de influență, precum și la comenzile aparatului — fără să implice structura sa internă.

Interval de măsurare. Prin interval de măsurare se înțelege intervalul dintre valoarea minimă și valoarea maximă măsurabile cu un aparat de măsurat. În această accepțiune, valoarea minimă măsurabilă poate fi considerată ca determinată de pragul de sensibilitate sau de rezoluția aparatului. Evident, aceasta va fi măsurată cu o eroare de obicei foarte mare. De aceea, unii înțeleg prin interval de măsurare numai intervalul în care măsurarea se face cu o eroare care nu depășește anumite limite. Dimpotrivă, alții consideră intervalul de măsurare între zero și valoarea maximă măsurabilă.

Intervalul de măsurare poate fi împărțit în *game de măsurare* (sau scări de măsurare). Majoritatea aparatelor de măsurat de laborator sînt aparate cu mai multe game de măsurare. Aparatele de măsurat de proces (tehnice) au o singură gamă de măsurare.

Rezoluție. Prin rezoluție se înțelege cea mai mică variație a măsurandului, care poate fi apreciată pe indicatorul aparatului de măsurat (pe dispozitivul de afișare a rezultatului).

Noțiunea de rezoluție este legată de dispozitivul de afișare a rezultatului. Astfel, în cazul afișării analogice, cu scară gradată și indicator, rezoluția este considerată de obicei de o diviziune (uneori, de 1/2 sau 1/3 diviziuni, presupunînd că un operator poate aprecia corect și fracțiunile de diviziune). În cazul afișării numerice, rezoluția este egală cu o cifră a ultimului rang zecimal (un digit).

Rezoluția se exprimă de obicei în unități ale mărimii măsurate (de exemplu, în microvolți, miliohmi etc.). Deseori, rezoluția se exprimă și în unități relative (de exemplu un divizor de tensiune cu șapte decade are o rezoluție de 10^{-7}).

Sensibilitate. Raportul dintre variația mărimii de ieșire și variația corespunzătoare a mărimii de intrare este sensibilitatea (sau sensibilitatea absolută) a aparatului de măsurat

$$S = \frac{dy}{dx}, \tag{1.54}$$

unde: S este sensibilitatea; y — mărimea de ieșire; x — mărimea de intrare a aparatului de măsurat.

La aparatele analogice y se exprimă în diviziuni, în unghi de rotație a sistemului mobil sau în deplasare a indicatorului. În cazul aparatelor cu semnal electric de ieșire, y este mărimea de ieșire (tensiune sau curent). La aparatele de măsurat digitale noțiunea de sensibilitate nu este folosită.

În cazul aparatelor de măsurat cu scara liniară între zero și o valoare maximă, sensibilitatea este independentă de x și este dată de relația:

$$S = \frac{y}{x}. \tag{1.55}$$

Pentru aceste aparate, se definește și mărimea inversă sensibilității numită **constanta** aparatului

$$C = \frac{1}{S} = \frac{x}{y}. \tag{1.56}$$

Constanta aparatului se exprimă în volți/diviziune, amperi/diviziune etc.

Trebuie observat că, în cazul aparatelor care măsoară mărimi variabile în timp, sensibilitatea este și ea variabilă în timp. În particular, sensibilitatea S poate fi exprimată ca o mărime complexă (pentru o variație sinusoidală a mărimilor, la o frecvență dată).

La aparatele cu mărime de ieșire electrică, sau la convertoarele de măsurare, se definește și **sensibilitatea relativă:**

$$S_r = \frac{dy/y}{dx/x}, \tag{1.57}$$

Prag de sensibilitate. Prin prag de sensibilitate se înțelege cea mai mică variație a măsurandului care poate fi pusă în evidență cu ajutorul aparatului de măsurat, în condiții reale de funcționare a acestuia.

Noțiunea de prag de sensibilitate prezintă importanță deoarece ea determină în ultimă instanță: precizia maximă pe care o poate avea un aparat de măsurat și valoarea minimă măsurabilă a măsurandului.

Pragul de sensibilitate este determinat de unul sau mai mulți din următorii factori:

— rezoluția aparatului de măsurat;

— fluctuațiile datorite perturbațiilor proprii și exterioare aparatului (zgomotul),

— sensibilitatea indicatorului de nul (la aparatele care măsoară prin procedee de zero).

Rezoluția unui aparat de măsurat poate fi mărită teoretic nelimitat prin extinderea scării gradate, multiplicarea optică a deviației indicatorului, afișarea unor cifre în plus (la aparatele digitale) etc.

Nu același lucru se poate afirma despre reducerea pragului de sensibilitate. Limita ultimă a pragului de sensibilitate este impusă de *zgomotul de agitație termică*, dat de formula lui Nyquist

$$U_{zg} = \sqrt{4KTR\,\Delta f} \tag{1.58}$$

sau

$$I_{zg} = \sqrt{\frac{4KT\,\Delta f}{R}}, \tag{1.59}$$

în care: U_{zg} este valoarea efectivă a tensiunii echivalente de zgomot; I_{zg} — valoarea efectivă a curentului echivalent de zgomot; K — constanta lui Boltzmann ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K); T — temperatura absolută; R — rezistența sursei de zgomot; Δf — lărgimea benzii de frecvență în care se face măsurarea.

Formulele (1.58) și (1.59) conduc la relația

$$P_{zg} = KT\,\Delta f = A\,\Delta f, \tag{1.60}$$

în care: $P_{zg} = U_{zg}^2/4R$ este puterea de zgomot într-o rezistență egală cu R; $A = KT = 0{,}414 \cdot 10^{-20}$ J (pentru $T = 300$ K) — constantă.

Între banda de frecvență Δf și timpul de creștere T_c a mărimii de ieșire a aparatului, la aplicarea unui semnal treaptă la intrare, există relația

$$\Delta f \approx \frac{0{,}35}{T_c}, \tag{1.61}$$

valabilă la majoritatea tipurilor uzuale de aparate de măsurat. Aici T_c este timpul de creștere între 10% și 90% din valoarea finală a mărimii de ieșire. Se poate considera că, la un aparat cu regimul dinamic optimizat, după aproximativ $3T_c$ indicația aparatului ajunge la valoarea finală, deci

$$T_m \approx 3T_c \approx \frac{1}{\Delta f} \tag{1.62}$$

poate fi admisă ca *durata unei măsurări*. Înlocuind în relația (1.59) se obține

$$P_{zg} = \frac{A}{T_m}. \tag{1.63}$$

În aparatele de măsurat reale, pe lîngă zgomotul propriu P_{zg} există un zgomot suplimentar, numit *zgomot instrumental*, datorit altor fenomene, perturbațiilor exterioare și diferitelor surse de fluctuații. Se definește raportul F numit *factor de zgomot:*

$$F = \frac{\text{puterea totală de zgomot}}{\text{puterea de zgomot propriu}} = \frac{P_{zg} + P_{zgi}}{P_{zg}} = 1 + \frac{P_{zgi}}{P_{zg}}, \tag{1.64}$$

unde P_{zgi} este puterea de zgomot instrumental (definiția este dată pentru o anumită rezistență a sursei de zgomot P_{zg}, considerată ca rezistență optimă pentru apratul de măsurat).

Factorul de zgomot este o caracteristică importantă a aparatelor de măsurat la care se caută realizarea unui prag de sensibilitate optim. El arată de cîte ori este mai mare zgomotul aparatului real față de zgomotul unui aparat ideal, la care $P_{zgi} = 0$. La aparatele de măsurat uzuale factorul de zgomot poate avea valori mari, de ordinul zecilor, sutelor sau mai mult. În schimb, la aparatele special construite pentru a măsura tensiuni foarte mici sau curenți foarte mici, factorul de zgomot se apropie de valoarea limită 1. În tabelul 1.3

Tabelul 1.3

Valori tipice ale factorului de zgomot la cîteva tipuri de aparate de măsurat.

Aparatul	Factorul de zgomot dB
Galvanometru magnetoelectric	40—60
Galvanometru cu vibrații	35—55
Amplificator de c.a. selectiv	3—15
Amplificator fotoelectric	1,5—10
Amplificator de c.c. cu modulator electromecanic	0,5—5
Amplificator de c.a. cu detecție sincronă	0,1—3
Amplificator de c.c. cu condensator vibrant	0,05—2

sînt date, pentru exemplificare, cîteva valori tipice ale factorului de zgomot (deseori factorul de zgomot se exprimă în decibeli, ca 20 lg F).

Se poate deduce concluzia că la apratele de măsurat cu o rezoluție suficientă, pragul de sensibilitate este limitat de puterea de zgomot totală (egală cu suma zgomotului de agitație termică și zgomotului instrumental). Dacă se admite că puterea cedată aparatului la măsurare P_m trebuie să fie cel puțin egală cu puterea totală de zgomot FP_{zg}, pentru a putea sesiza o variație a indicației apratului

$$P_m \geqslant FP_{zg}, \tag{1.65}$$

se ajunge la relația fundamentală

$$P_m \geqslant A\frac{F}{T_m} \quad \text{sau} \quad P_m \geqslant KT\frac{F}{T_m}, \tag{1.66}$$

care dă *puterea de măsurare minimă necesară pentru a se atinge pragul de sensibilitate al aparatului de măsurat.* În această relație $A = KT$ este o constantă; F — factorul de zgomot al aparatului de măsurat; T_m — durata măsurării.

Pragul de sensibilitate în putere al unui aparat are deci o limită naturală (deoarece $F > 1$), care depinde numai de temperatura la care se face măsurarea și de durata măsurării. Practic temperatura este impusă (cu

excepția unor aparate de măsurat speciale, care lucrează la temperaturi foarte joase). Singura posibilitate de a micșora pragul de sensibilitate rămîne creșterea duratei măsurării, prin medierea rezultatelor parțiale sau prin mărirea constantei de timp a aparatului (în unele măsurări speciale, din această cauză se folosesc durate de măsurare T_m de zeci sau chiar sute de secunde).

Pentru aparatele care măsoară tensiune, respectiv curent, se pot scrie următoarele relații echivalente cu (1.66):

$$U_m \geqslant \sqrt{\frac{4\,KTRF}{T_m}}; \tag{1.67}$$

$$I_m \geqslant \sqrt{\frac{4\,KTF}{RT_m}}, \tag{1.68}$$

unde U_m este tensiunea măsurată, iar I_m este curentul măsurat. Relațiile (1.67) și (1.68) arată că pragurile de sensibilitate în tensiune și în curent depind, în afară de T, F și T_m, și de rezistența internă a sursei R. Praguri de sensibilitate mici în tensiune se pot obține în cazul surselor cu rezistență internă mică, iar praguri de sensibilitate mici în curent se pot obține în cazul surselor cu rezistență internă mare.

*

Noțiunile de rezoluție, sensibilitate și prag de sensibilitate au semnificații diferite și bine precizate. Rezoluția poate fi privită ca o caracteristică de ieșire a aparatului de măsurat, sensibilitatea ca o caracteristică de transfer, iar pragul de sensibilitate ca o caracteristică de intrare.

Trebuie însă făcute unele observații cu privire la aplicabilitatea acestor noțiuni. Rezoluția este o caracteristică a tuturor tipurilor de aparate de măsurat. Sensibilitatea este o noțiune utilă mai ales la aparatele de măsurat indicatoare, la indicatoarele de nul, la convertoarele de măsurare, la înregistratoare, osciloscoape etc.; ea nu se folosește la aparatele de măsurat digitale. Pragul de sensibilitate prezintă importanță la unele categorii de aparate de măsurat de precizie, la aparatele bazate pe procedee de zero, la indicatoarele de nul și la aparatele care măsoară tensiuni și curenți mici.

La aparatele care măsoară prin procedee de zero (compensatoare, punți) trebuie făcută distincție între dispozitivul de afișare al aparatului (indicatoare decadice, potențiometru gradat etc.), care determină *rezoluția* sa, și scara indicatorului de nul, care determină *sensibilitatea* sa.

Astfel, în cazul unei punți Wheatstone cu cinci decade, cu indicator de nul gradat în diviziuni, rezoluția se exprimă în ohmi (de exemplu, 0,01Ω pe gama de 1000 Ω, sau 10^{-5}), sensibilitatea în diviziuni pe ohm (de exemplu 500 div/Ω pe gama de 1000Ω) sau diviziuni pe variație relativă a măsurandului (50 div/ppm), iar pragul de sensibilitate în ohmi (de exemplu 0,002 Ω pe gama de 1000 Ω, pentru o diviziune a indicatorului de nul).

Precizie. Aparatul de măsurat este caracterizat prin **precizia instrumentală,** calitate a aparatului de a da rezultate cît mai apropiate de valoarea adevărată a măsurandului. Cantitativ, precizia instrumentală este descrisă de **eroarea instrumentală,** incluzînd eroarea sistematică și eroarea aleatoare proprii aparatului de măsurat*.

Precizia instrumentală are două componente: justețea și repetabilitatea (sau fidelitatea). Justețea aparatului de măsurat este caracterizată de erorile

* Pentru terminologia privind erorile de măsurare a se vedea subcap. 1.5.

sistematice instrumentale, numite și erori de justețe. Repetabilitatea aparatului de măsurat este caracterizată de erorile aleatoare instrumentale, numite și erori de repetabilitate.

Eroarea de justețe reprezintă abaterea valorii medii a unui număr mare de valori indicate de aparat, față de valoarea reală a măsurandului.

Eroarea de repetabilitate este abaterea rezultatului unei măsurări individuale față de valoarea medie a indicațiilor.

Erorile de justețe sînt datorite calibrării, îmbătrînirii pieselor, derivei în timp și cu temperatura etc. Erorile de repetabilitate sînt datorite imperfecțiunilor constructive, fluctuațiilor inerente componentelor electronice, perturbațiilor exterioare etc.

Cîteva tipuri des întîlnite de erori instrumentale sînt următoarele (fig. 1.17):

— eroare de zero (sau eroare aditivă): eroare constantă în întregul interval de măsurare,

— eroare de proporționalitate (sau eroare multiplicativă): eroare care crește proporțional cu măsurandul,

— eroare de liniaritate: abaterea de la curba nominală ieșire-intrare,

— eroare de histerezis: eroare care depinde de stările anterioare ale apratului de măsurat (în particular, diferența dintre indicațiile aparatului în sens crescător și descrescător al variației măsurandului).

Pentru normarea *erorilor tolerate* (sau admisibile) ale aparatelor de măsurat, erorile instrumentale se împart în erori de bază (sau erori intrinseci) și erori suplimentare (sau erori de influență) [6].

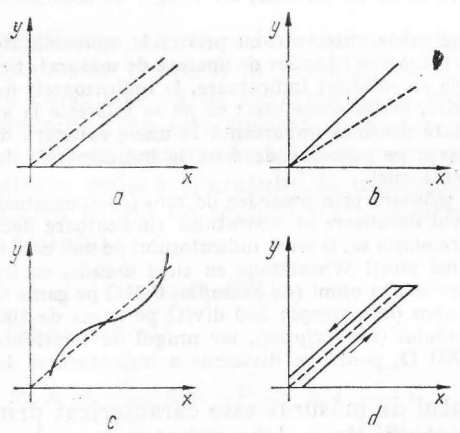


Fig. 1.17. Erori instrumentale:
a — eroare de zero; *b* — eroare de proporționalitate;
c — eroare de liniaritate; *d* — eroare de histerezis.

Erorile de bază ale aparatelor de măsurat sînt erorile în condiții de referință, adică la valori date ale temperaturii ambiante, umidității relative, poziției apratului de măsurat, cîmpurilor electrice și magnetice exterioare, frecvenței și formei mărimii de măsurat (dacă aceasta este alternativă),

tensiunii de alimentare (la aparatele de măsurat alimentate din exterior), tensiunii de mod comun (tensiunea dintre bornele de măsurare flotante și masă) etc. Condițiile de referință sînt prescrise în standarde și norme, sub forma de valori de referință sau intervale de referință (intervale înguste de valori, în interiorul cărora variația mărimii de influență are un efect neglijabil asupra aparatului).

Erorile suplimentare sînt erorile instrumentale provocate de variația mărimilor de influență enumerate mai sus (temperatură, umiditate, poziție, cîmpuri electrice și magnetice, frecvență, tensiune de alimentare etc.). Erorile suplimentare tolerate sînt prescrise pentru variația fiecărei mărimi de influență separat, în intervalele nominale ale mărimilor de influență. De exemplu, eroarea suplimentară cu variația temperaturii a unui voltmetru poate fi de $\pm 0{,}5\%$ în intervalul 15—35°C, atunci cînd toate celelalte mărimi de influență au valorile egale cu cele de referință. Această eroare suplimentară poate fi exprimată și sub forma coeficientului de temperatură maxim admisibil (de exemplu, $\pm 0{,}025\%/K$ în intervalul 15—25°C), dacă variația respectivă este practic liniară.

Există și o concepție diferită în ce privește normarea erorilor instrumentale tolerate, și anume aceea a prescrierii unor *erori de funcționare*, care să nu fie depășite în întregul interval nominal de variație a tuturor mărimilor de influență, oricare ar fi combinația lor [7].

Acest mod de normare se aplică, împreună cu cel precedent la aparatele de măsurat electronice. Desigur, el este mai avantajos pentru utilizator, dar ridică probleme mai dificile pentru fabricant.

Erorile tolerate ale aparatelor de măsurat se exprimă în una din următoarele forme:

— eroare absolută;
— eroare relativă;
— eroare raportată;
— o combinație a acestora.

a. Eroarea absolută este folosită rar pentru caracterizarea aparatelor de măsurat mărimi electrice. Ea este întîlnită la unele aparate de măsurat mărimi neelectrice, precum și la etaloane. Normarea erorii absolute se face prin condiția

$$e = \pm a, \tag{1.69}$$

unde: e este eroarea absolută tolerată; a — mărime constantă, exprimată în aceleași unități de măsură ca și măsurandul.

b. Erorile tolerate ale aparatelor de măsurat se exprimă sub formă de erori relative (în procente din valoarea măsurandului) cînd eroarea absolută a aparatului este aproximativ proporțională cu valoarea măsurandului și este de dorit ca eroarea tolerată să fie exprimată printr-un număr care să rămînă constant în tot intervalul de măsurare al aparatului, sau pentru mai multe aparate de același tip dar cu limite superioare de măsurare diferite. Exemple de aparate de măsurat cu erorile tolerate exprimate ca erori relative: punți de măsurare, compensatoare de c.c., rezistoare și condensatoare în decade.

Eroarea relativă tolerată se normează sub forma

$$e_r = \pm \frac{100\,|e|}{x}\,\% = \pm b\%, \tag{1.70}$$

unde: e_r este eroarea relativă tolerată; x — valoarea măsurandului; $|e|$ — modulul erorii absolute tolerate; b — număr adimensional pozitiv.

c. Erorile tolerate ale aparatului de măsurat se exprimă sub forma de erori raportate (în procente dintr-o valoare convențională) cînd eroarea absolută a aparatului este practic constantă în intervalul de măsurare și este de dorit ca eroarea tolerată să fie exprimată printr-un număr care să rămînă constant pentru o categorie de aparate similare dar cu limite superioare de măsurare diferite. Erorile raportate se aplică la marea majoritate a aparatelor electrice indicatoare (ampermetre, voltmetre, wattmetre etc.), precum și la aparate electronice analogice. De exemplu erorile absolute ale unor voltmetre nu variază în lungul scării lor gradate; folosind eroarea raportată, eroarea tolerată a unor voltmetre de aceeași construcție, dar cu limite de măsurare de 1V, 3V, 10V, 100V etc. poate fi exprimată prin același număr (de exemplu 1,5%).

Erorile raportate tolerate se exprimă sub forma

$$e_R = \pm \frac{100\,|e|}{x_c}\,\% = \pm p\%, \tag{1.71}$$

unde: e_R este eroarea raportată tolerată; x_c — valoarea convențională; $|e|$ — modulul erorii absolute tolerate; p — număr adimensional pozitiv.

Valoarea convențională x_c este egală:

— cu limita superioară de măsurare, la aparatele cu scară liniară, avînd reperul zero la extremitatea sau în afara scării;

— cu cea mai mare dintre limitele de măsurare, sau cu suma modulelor limitelor de măsurare, la aparatele avînd reperul zero în interiorul scării;

— cu valoarea nominală a măsurandului, la aparatele la care este fixată o valoare nominală (de exemplu frecvențmetre pentru măsurarea frecvenței rețelei);

— cu lungimea scării gradate, la aparatele cu scară neliniară (în acest caz eroarea absolută e va fi exprimată în aceleași unități ca și lungimea scării).

d. Erorile tolerate ale aparatului de măsurat se exprimă sub formă de combinații de erori relative și raportate cînd eroarea absolută a aparatului are o componentă independentă de valoarea măsurandului (eroare de zero) și o componentă proporțională cu aceasta (eroare de proporționalitate). Acest mod de exprimare a erorii tolerate se aplică la aparate de măsurat cum sînt punți și compensatoare de c.c., voltmetre diferențiale, impedanțmetre diferite, voltmetre și multimetre digitale etc.

Eroarea tolerată se exprimă sub forma de eroare relativă

$$e_r = \pm \left(b + c\frac{x_m}{x}\right)\%, \tag{1.72}$$

sau sub forma echivalentă de eroare absolută

$$e = \pm(bx + cx_m), \tag{1.73}$$

unde: e_r este eroarea relativă tolerată; e — eroarea absolută tolerată; x — valoarea măsurandului; x_m — limita superioară a gamei de măsurare; b,c — numere adimensionale pozitive.

În specificația privitoare la erorile aparatului, sînt dați factorii b și c în procente (numiți impropriu și *eroare din citire* și *eroare din cap de scară*).

Uneori, eroarea tolerată este specificată sub forma $\pm b\% \pm \Delta x$, unde Δx este o eroare absolută constantă. La aparatele de măsurat digitale, eroarea tolerată este exprimată și sub forma $\pm b\% \pm n$ digiți.

O formă de exprimare echivalentă cu (1.72) este

$$e_r = \pm\left[b' + c\left(\frac{x_m}{x} - 1\right)\right], \tag{1.74}$$

în care $b' = b+c$. Această formă are avantajul că b' reprezintă eroarea relativă tolerată a aparatului pentru $x = x_m$. În ambele formulări c reprezintă creșterea erorii relative pentru $x<x_m$. Formula (1.74), deși prescrisă într-o recomandare internațională [8], nu a căpătat încă utilizare largă.

În fig. 1.18 sînt ilustrate diversele moduri de exprimare a erorilor tolerate ale aparatelor de măsurat.

Clasă de precizie. Pentru fixarea categoriilor de aparate de măsurat pe baza erorilor tolerate se folosește noțiunea de clasă de precizie (denumită, deseori, și clasă a aparatului). Clasa de precizie reflectă un anumit ansamblu de proprietăți metrologice ale aparatului, dar nu reprezintă în mod necesar precizia măsurărilor efectuate cu acel aparat.

Clasele de precizie utilizate curent la aparatele de măsurat mărimi electrice sînt următoarele: 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 5.

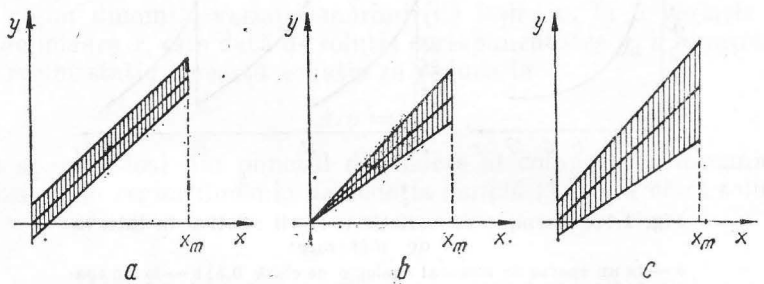


Fig. 1.18. Zona de incertitudine (haşurată pe desen) pentru diverse moduri de exprimare a erorilor tolerate:
a — eroare raportată constantă; *b* — eroare relativă constantă; *c* — combinație de eroare raportată și eroare relativă constante.

La aparatele la care se normează eroarea relativă sau eroarea raportată, clasa de precizie este egală cu eroarea de bază tolerată exprimată în procente.

La aparatele la care se normează o combinație între eroarea relativă și eroarea raportată, nu a intrat încă în uzanță generală un mod unic de atribuire a clasei de precizie. Recomandarea internațională citată anterior [8]

prevede desemnarea clasei de precizie prin cele două numere b' și c din formula (1.74), cu condiția $b' > c$.

În tabelul 1.4 sînt date exemple de desemnare a clasei de precizie, în diferite cazuri frecvente în practică.

Tabelul 1.4

Exemple de exprimare și desemnare a clasei de precizie

Modul de exprimare a erorii tolerate	Eroarea tolerată	Indicele de clasă
Eroare relativă	$e_r = \pm 0{,}1\%$	(0,1)
Eroare raportată	$e_R = \pm 0{,}5\%$	0,5
Eroare raportată exprimată în raport cu lungimea scării	$e_R = \pm 1{,}5\%$	1,5
Combinație de eroare relativă și eroare raportată	$e_r = \pm \left[0{,}02 + 0{,}01 \left(\frac{x_m}{x} - 1\right)\right]$	0,02/0,01

Trebuie subliniat din nou faptul că clasa de precizie nu dă direct eroarea de măsurare a aparatului. Faptul că la aparatele indicatoare este normată eroarea raportată, exprimată în procente, dă falsa impresie că este vorba de o eroare relativă; în realitate, în acest caz este constantă eroarea absolută, iar eroarea relativă, cea care interesează în majoritatea măsurărilor, crește pe măsura apropierii de partea inițială a scării aparatului. Pentru ilustrare, în fig. 1.19 sînt reprezentate două curbe de variație a erorii relative, una pentru un aparat analogic de clasă 0,5, iar alta pentru un aparat digital de clasă 0,02/0,01, cu trei game de măsurare (de exemplu un voltmetru digital).

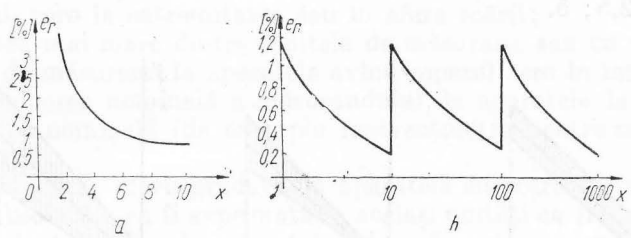


Fig. 1.19. Exemple de variație a erorii relative în intervalul de măsurare:

a — la un aparat de măsurat analogic de clasă 0,5; *b* — la un aparat de măsurat digital cu trei game de măsurare, de clasă 0,02/0,01.

Erori dinamice. Pe lîngă erorile în regim static, în unele aplicații interesează și erorile în regim dinamic, adică erorile suplimentare la variația în timp a măsurandului. În particular, erorile dinamice interesează:

— la aparate de măsurat destinate măsurării unei succesiuni de valori instantanee ale măsurandului variabil (curba de variație în timp a unei mărimi), cum sînt înregistratoarele, osciloscoapele etc.;

— la aparatele de măsurat la care timpul de răspuns trebuie să fie scurt, cum sînt cele folosite în instalații și sisteme destinate măsurării succesive a unui număr mare de măsuranzi (măsurări în puncte multiple).

La prima categorie de aparate, erorile dinamice se manifestă prin aceea că mărimea de ieșire a aparatului nu urmărește fidel variațiile mărimii de intrare.

La a doua categorie de aparate, erorile dinamice fac ca indicația finală a aparatului să se stabilească după un anumit interval de timp de la conectarea lui (timp de răspuns), ceea ce limitează viteza de măsurare.

Erorile dinamice sînt cauzate, în principal, de inerția părților mecanice ale aparatului și de componentele reactive din circuitele părții sale electrice. La aparate destinate măsurării mărimilor rapid variabile în timp, cum sînt osciloscoapele, intervin și erori dinamice datorite variației cu frecvența a parametrilor componentelor electronice (tranzistoare, diode etc.), timpului de trecere a electronilor prin tubul catodic etc.

Comportarea dinamică a unui aparat de măsurat este descrisă de ecuația diferențială a mărimilor de intrare și a mărimilor de ieșire ale aparatului. Pentru un aparat cu o singură intrare și o singură ieșire, presupunînd că în regim staționar dependența acestor mărimi este liniară, ecuația diferențială este în general de forma

$$A_0 y + A_1 \frac{dy}{dt} + A_2 \frac{d^2y}{dt^2} + \ldots + A_n \frac{d^n y}{dt^n} = B_0 x + B_1 \frac{dx}{dt} + \\ + B_2 \frac{d^2x}{dt^2} + \ldots + B_m \frac{d^m x}{dt^m}, \tag{1.75}$$

unde x este mărimea de intrare, y este mărimea de ieșire iar A_0, A_1,... A_n, B_0, B_1, .., B_m sînt constante.

În regim dinamic, variația mărimii de ieșire y, la o variație dată a mărimii de intrare x, este dată de soluția corespunzătoare y_d a ecuației (1.75).

În regim static, această ecuație se reduce la

$$A_0 y = B_0 x. \tag{1.76}$$

Un aparat ideal din punctul de vedere al comportării dinamice ar fi caracterizat și în regim dinamic de ecuația simplă (1.76), a cărei soluție este

$$y_s = \frac{B_0}{A_0} x = Sx \tag{1.77}$$

pentru orice variație a lui x, unde S este sensibilitatea aparatului.

În general, prin eroare dinamică se înțelege diferența

$$e_d = y_d - y_s \tag{1.78}$$

dintre mărimea de ieșire a aparatului real, caracterizat prin ecuația sa diferențială (1.75) și mărimea de ieșire a aparatului idealizat, caracterizat prin ecuația algebrică (1.77).

Evident, eroarea dinamică astfel definită depinde de modul în care variază în timp mărimea de intrare x.

Pentru aprecierea comportării dinamice a unui aparat de măsurat caracteristica cea mai completă ar fi chiar ecuația diferențială (1.75). În practică, utilitatea ei ar fi totuși redusă, iar determinarea ei experimentală ar întîmpina dificultăți. De aceea se folosesc soluții particulare ale acestei ecuații, pentru anumite moduri de variație în timp a mărimii de intrare. Sînt utilizate curent două categorii de caracteristici ale comportării aparatelor de măsurat în regim dinamic: în domeniul frecvenței și în domeniul timpului.

În domeniul frecvenței comportarea dinamică a aparatului este descrisă de caracteristica de frecvență complexă

$$H(j\omega) = \frac{Y}{X}, \tag{1.79}$$

în care Y și X sînt reprezentările în complex ale mărimilor de ieșire, respectiv de intrare, presupuse sinusoidale

$$y = Y_m \sin(\omega t + \varphi) = Im[Y]; \tag{1.80}$$

$$x = X_m \sin \omega t = Im[X]. \tag{1.81}$$

Modulul funcției $H(j\omega)$

$$|H(j\omega)| = \frac{Y_m}{X_m} \tag{1.82}$$

se numește caracteristica de amplitudine, iar argumentul funcției $H(j\omega)$

$$\arg[H(j\omega)] = \varphi(\omega) \tag{1.83}$$

se numește caracteristică de fază.

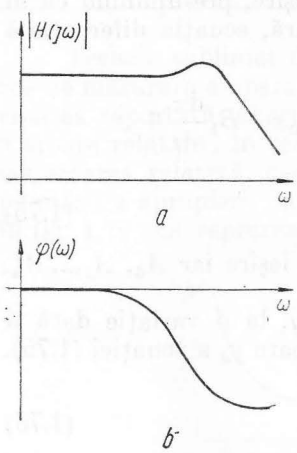


Fig. 1.20. Exemple de caracteristici în domeniul frecvenței pentru un aparat de măsurat:

a — caracteristică de amplitudine; *b* — caracteristică de fază.

Pentru un aparat ideal $|H(j\omega)| = \text{constant}$, iar $\varphi(\omega) = 0$, ceea ce înseamnă că mărimea de ieșire este proporțională și în fază cu mărimea de intrare (sinusoidală), oricare ar fi frecvența ei. Cu alte cuvinte, aparatul ideal redă fidel la ieșire orice variație în timp a mărimii de intrare. În cazul unui aparat de măsurat real, atît caracteristica de amplitudine cît și caracteristica de fază prezintă variații de la o anumită frecvență în sus (fig. 1.20). Aceasta înseamnă că dacă frecvența mărimii de intrare este mare (deci variația ei în timp este rapidă), ea nu mai este redată corect la ieșirea aparatului.

În domeniul timpului comportarea dinamică a aparatului de măsurat poate fi descrisă de variația în timp a mărimii de ieșire, atunci cînd la intrare se aplică o mărime cu o variație particulară în timp, de exemplu sub formă de variație bruscă (salt), sub formă de impuls sau sub formă de rampă (variație liniară).

Dintre acestea, se folosește cel mai des mărimea de intrare cu variație bruscă în timp, numită și funcție treaptă sau salt. Aceasta este definită în modul următor:

$$\begin{cases} x(t) = X_0 = \text{constant, pentru } t \geq 0; \\ x(t) = 0 \text{ pentru } t < 0. \end{cases} \tag{1.84}$$

Mărimea de ieșire în acest caz, numită și r ă s p u n s u l l a f u n c ț i a t r e a p t ă, este dată de

$$y(t) = X_0 g(t), \tag{1.85}$$

unde $g(t)$ este o caracteristică a aparatului de măsurat, numită f u n c ț i e t r a n z i t o r i e (sau funcție indicială).

Funcția tranzitorie $g(t)$ caracterizează complet comportarea dinamică a aparatului de măsurat. Se poate arăta că dacă se cunoaște $g(t)$, se poate deduce răspunsul aparatului la orice mărime de intrare cu o variație dată în timp.

Între funcția tranzitorie și caracteristica de frecvență completă ale aceluiași aparat există relația

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{H(j\omega)}{j\omega} e^{j\omega t} \, d\omega, \tag{1.86}$$

sau

$$\frac{H(j\omega)}{j\omega} = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \, e^{-j\omega t} \, dt. \tag{1.87}$$

Aceste două relații demonstrează echivalența dintre caracteristicile în domeniul frecvenței și cele în domeniul timpului.

Pentru un aparat ideal funcția tranzitorie $g(t)$ este identică cu funcția treaptă aplicată la intrare. Aceasta înseamnă că aparatul redă fidel la ieșire variația în timp a mărimii de intrare (deoarece orice variație în timp poate fi reprezentată prin suprapunerea unor funcții treaptă decalate în timp). În cazul unui aparat real, funcția tranzitorie este diferită de cea ideală; mărimea de ieșire nu poate urmări variația bruscă a mărimii de intrare (fig. 1.21).

Pe baza caracteristicilor dinamice generale descrise, în practică se folosesc mai mulți parametri pentru evaluarea comportării dinamice a aparatelor de măsurat. Deși acești parametri nu permit o caracterizare completă a aparatului, ei sînt suficient de semnificativi pentru majoritatea aplicațiilor în care trebuie specificate performanțe în regim dinamic; în plus, acești parametri se pot determina experimental fără dificultăți. Principalii parametri caracteristici regimului dinamic al aparatelor de măsurat sînt: lărgimea de bandă, timpul de întîrziere, timpul de creștere și supracreșterea. Unul din acești parametri este bazat pe caracteristicile în domeniul frecvenței, iar ceilalți trei sînt bazați pe caracteristicile în domeniul timpului.

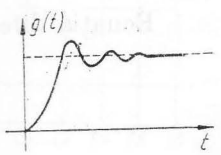


Fig. 1.21. Formă tipică a funcției tranzitorii la un aparat de măsurat.

—Lărgimea de bandă (sau banda de frecvență) B este definită prin frecvența la care caracteristica de amplitudine prezintă o scădere de

3 dB (de 0,707 ori) față de valoarea ei la frecvența zero] (regim static).

— Timpul de întîrziere T_i reprezintă decalajul în timp asimptotic al unui semnal rampă (echivalent cu derivata în raport cu frecvența, pentru $\omega \to 0$, a curbelor defazajului unui semnal sinusoidal). Timpul de întîrziere poate fi privit aproximativ ca întîrzierea cu care răspunde aparatul la un semnal de orice formă, cu condiția ca cea mai mare parte a energiei din spectrul acestui semnal să fie în banda de frecvență B a aparatului.

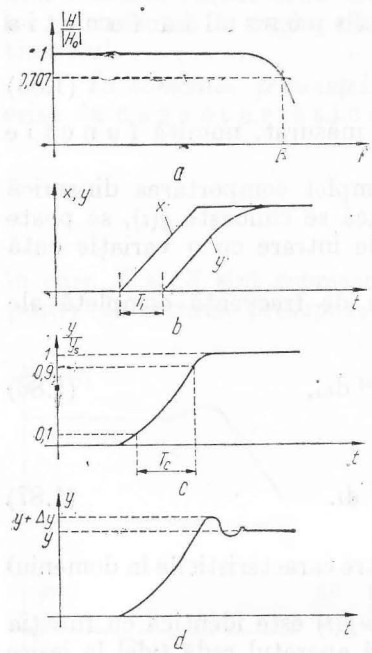


Fig. 1.22. Definirea parametrilor dinamici:
a — lărgimea de bandă; *b* — timpul de întîrziere; *c* — timpul de creștere; *d* — supracreșterea

— Timpul de creștere T_c este definit, convențional, ca intervalul de timp între punctele de 10% și 90% din valoarea finală, pe curba de răspuns la un semnal treaptă.

— Supracreșterea $\Delta y/y$, dată de obicei în procente, reprezintă depășirea maximă a valorii finale y a mărimii de ieșire cu cantitatea Δy, la un semnal treaptă aplicat la intrare.

În fig. 1.22 sînt ilustrate aceste definiții.

Regimul dinamic al aparatelor de măsurat este caracterizat, în general, de o ecuație diferențială de forma menționată (1.75). În majoritatea cazurilor practice însă, comportarea dinamică poate fi analizată aproximativ pe baza unei ecuații diferențiale de ordinul doi. O asemenea ecuație, caracteristică sistemelor oscilante simple, mecanice (masă, resort, frecare) sau electrice (inductivitate, capacitate, rezistență), redă corect principalele elemente ale regimului dinamic și permite găsirea unor relații simple între parametrii dinamici care interesează.

Ecuația diferențială a unui sistem liniar de ordinul doi este de forma

$$\frac{1}{\omega_0^2}\frac{d^2y}{dt^2}+\frac{2\alpha}{\omega_0}\frac{dy}{dt}+y=Sx, \qquad (1.88)$$

unde: y este variabila dependentă (mărimea de ieșire, în cazul aparatului de măsurat); t — timpul; ω_0 — pulsația oscilațiilor libere neamortizate ale sistemului; α — factorul de amortizare; S — sensibilitatea sistemului (raportul y/x în regim static).

Soluțiile acestei ecuații și proprietățile ei sînt bine cunoscute și pot fi găsite în lucrări diverse de mecanică, electrotehnică etc. În cele ce urmează vor fi evidențiate doar cîteva concluzii care prezintă interes în legătură cu regimul dinamic al aparatelor de măsurat.

Caracteristica de frecvență complexă a unui sistem de ordinul doi, dedusă din ecuația (1.88), este

$$H(j\omega) = \frac{S}{1 + j\frac{2\alpha}{\omega_0}\omega - \frac{1}{\omega_0^2}\omega^2} \cdot \tag{1.89}$$

În fig. 1.23 sînt reprezentate modulul și argumentul funcției $H(j\omega)$ pentru valori ale factorului de amortizare α uzuale la aparate de măsurat. Aceste curbe caracterizează comportarea sistemului în domeniul frecvenței. Caracteristica de amplitudine este constantă la frecvențe joase și prezintă o scădere pronunțată la frecvențe înalte. Pentru amortizări slabe, curba are un maximum (rezonanță). Curba limită la care acest maximum dispare corespunde la $\alpha = 0{,}707$.

Funcția tranzitorie a unui sistem de ordinul doi, dedusă din ecuația (1.94), este (pentru $\alpha \neq 1$)

$$g(t) = S\left[1 - \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} e^{-\alpha\omega_0 t} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \sin\left(\sqrt{1-\alpha^2}\,\omega_0 t + \arccos\alpha\right)\right] \cdot \tag{1.90}$$

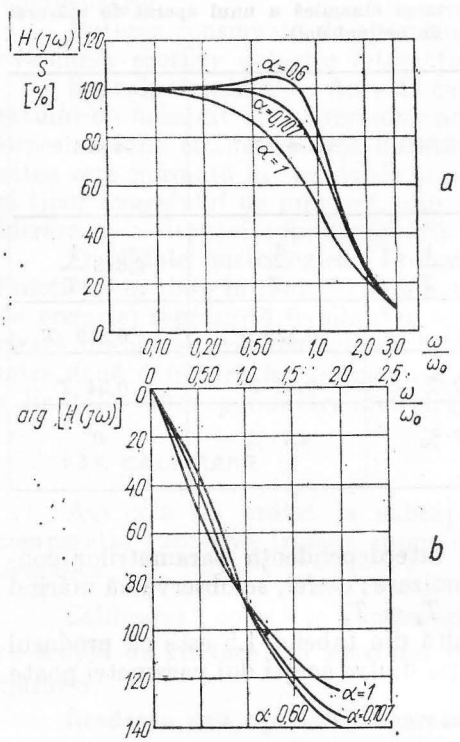


Fig. 1.23. Caracteristica de frecvență a unui sistem de ordinul doi:
a — caracteristica de amplitudine; b — caracteristica de fază.

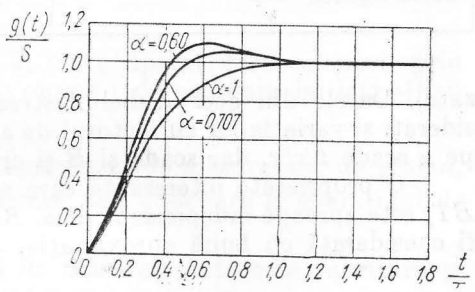


Fig. 1.24. Funcția tranzitorie a unui sistem de ordinul doi.

În fig. 1.24 este reprezentată această funcție, pentru cîteva valori ale factorului de amortizare uzuale la aparate de măsurat. Curbele sînte trasate în funcție de t/T, unde $T = 2\pi/\omega_0$ este perioada oscilațiilor proprii neamortizate ale sistemului. Aceste curbe caracterizează comportarea sistemului în

domeniul timpului. Pentru $\alpha < 1$ răspunsul sistemului prezintă un caracter oscilant, cu o depășire temporară a valorii finale (supracreștere), cu atît mai pronunțată cu cît α este mai mic. Pentru $\alpha \geqslant 1$ supracreșterea dispare, dar întîrzierea sistemului se mărește (aparatul devine mai *leneș*). În acest fel, valoarea optimă a factorului α se alege dintr-un compromis între supracreșterea admisibilă și un timp de răspuns cît mai scurt. În practică, se consideră acceptabile valorile lui α între 0,6 și 1.

În tabelul 1.5 sînt date valorile parametrilor caracteristici ai comportării dinamice, calculați pentru un sistem de ordinul doi (parametrii B, T_i și T_c sînt exprimați în funcție de T = perioada oscilațiilor libere neamorti-

Tabelul 1.5

Valori ale parametrilor care caracterizează comportarea dinamică a unui aparat de măsurat (asimilat cu un sistem de ordinul doi).

Parametrul \ Factorul de amortizare	$\alpha = 0{,}60$	$\alpha = 0{,}707$	$\alpha = 1$
Lărgimea de bandă B	$1{,}15\,\frac{1}{T}$	$\frac{1}{T}$	$0{,}643\,\frac{1}{T}$
Timpul de întîrziere T_i	$0{,}191\ T$	$0{,}225\ T$	$0{,}319\ T$
Timpul de creștere T_c	$0{,}30\ T$	$0{,}35\ T$	$0{,}54\ T$
Supracreșterea $\frac{\Delta y}{y}$	9,8 %	4,7 %	0

zate). Datele din acest tabel ilustrează interdependența parametrilor considerați și variația lor cu factorul de amortizare; astfel, se observă că mărind pe α scade $\Delta x/x$, dar scade și B și cresc T_i și T_c.

O proprietate interesantă care rezultă din tabelul 1.5 este că produsul BT_c este aproape independent de α. Relația dintre acești doi parametri poate fi considerată cu bună aproximație, ca

$$T_c = \frac{0{,}35}{B} \tag{1.91}$$

pentru toate valorile uzuale ale lui α. Această relație este de o deosebită importanță pentru aprecierea comportării dinamice a aparatelor de măsurat, făcînd legătura între parametrii definiți pentru domeniul timpului și pentu domeniul frecvenței.

Putere consumată. Prin putere consumată de un aparat de măsurat se înțelege puterea absorbită de aparat de la obiectul supus măsurării, în cursul procesului de măsurare.

Noțiunea de putere consumată de aparat are sens în cazurile în care măsurandul este o mărime fizică de grad 1 sau de grad 2 (pentru măsurarea unei mărimi de grad 0 aparatul cedează putere obiectului supus măsurării), deci la ampermetre, voltmetre, wattmetre etc.

Puterea consumată este absorbită în întregime de convertorul de intrare. Convertoarele electromecanice consumă de obicei puteri între cîțiva microwați și cîțiva wați. Convertoarele electronice au un consum mult mai mic. Puteri consumate foarte mici pot fi obținute cu convertoare care au la intrare dispozitive electronice speciale (tranzistoare cu efect de cîmp, modulatoare cu capacitate variabilă etc.) sau la aparatele cu schema în buclă închisă (cu compensare).

Puterea consumată de aparatul de măsurat prezintă importanță pentru evaluarea erorilor datorite interacțiunii aparat-obiect (§ 1.5.1).

Supraîncărcabilitate. Această caracteristică precizează capabilitatea aparatului de măsurat de a funcționa normal după o suprasarcină (supracurent, supratensiune etc.) de scurtă durată sau de lungă durată. Supraîncărcabilitatea este normată în standarde și norme de produs, în funcție de categoria și tipul aparatului de măsurat, prin specificarea valorii mărite a mărimii de intrare și a duratei supraîncărcării.

Fiabilitate metrologică. Probabilitatea aparatului de măsurat de a funcționa în timp în limitele parametrilor săi metrologici (conform clasei sale de precizie) reprezintă fiabilitatea metrologică a aparatului. Ea este caracterizată de obicei prin timpul mediu de bună funcționare (sau timpul mediu între două defectări, înțelegînd prin defectare depășirea erorilor tolerate sau a limitelor altor parametri metrologici).

1.3.4. CALIBRARE

Așa cum s-a arătat la subcap. 1.2, orice aparat care măsoară prin comparație succesivă trebuie supus unei operații de calibrare inițială și/sau periodică.

Calibrarea* constă în compararea aparatului de măsurat cu un etalon, cu scopul de gradare sau ajustare, verificare, sau etalonare a aparatului de măsurat.

Gradarea sau ajustarea aparatului de măsurat se face la fabricare și după reparații, precum și (la unele tipuri de aparate de măsurat) în orice moment în cursul exploatării, pentru a se fixa caracteristica de transfer $y = f(x)$ a aparatului, în limitele erorilor de bază tolerate.

La aparatele analogice (cu scară gradată și ac indicator) se pot deosebi:

— gradarea propriu-zisă, adică inscripționarea reperelor, la fabricație;

* Termenul *calibrare* este folosit aici într-un sens diferit de cel din standarde și lucrări de specialitate românești.

— ajustarea (reglarea) indicației la extremitatea scării, cu ajutorul unui element multiplicativ (șunt magnetic, rezistor adițional sau șunt, atenuator de intrare, rezistor de reacție la un amplificator etc.), pentru eliminarea erorilor de proporționalitate;

— ajustarea (reglarea) indicației la începutul scării (reglarea zeroului), cu ajutorul unui element aditiv (poziția inițială a acului indicator, potențiometru de zero etc.), pentru eliminarea erorii de zero.

La unele aprate de măsurat există și reglaje pentru micșorarea erorilor de liniaritate.

La aparatele de măsurat care folosesc dispozitive de raport (compensatoare, punți etc.) se ajustează atît elementele de referință (surse de tensiune de referință, rezistoare de referință), cît și elementele de raport (de obicei rezistoare). Ajustarea elementelor de referință se face prin comparație cu un etalon, pe cînd ajustarea elementelor de raport se poate face, la unele aparate, și prin intercompararea lor (autocalibrare).

Aparatele de măsurat digitale sînt prevăzute de obicei cu posibilitatea reglării extremității gamei de măsurare și a zeroului.

Verificarea aparatului de măsurat constă în constatarea încadrării erorilor acestuia în limitele erorilor tolerate, conform clasei sale de precizie Ca rezultat al verificării, aparatul este declarat admis sau respins.

Etalonarea aparatului de măsurat constă în determinarea corecțiilor (erorile sistematice cu semn schimbat) în întregul interval de măsurare al aparatului. Rezultatul etalonării este consemnat într-un certificat de etalonare, în care se specifică toate corecțiile determinate.

Periodizarea și ierarhizarea calibrărilor. Scopul calibrării aparatelor de măsurat este menținerea acestora în limitele tolerate ale caracteristicilor metrologice. În vederea realizării acestui deziderat, este necesar ca pentru fiecare categorie de aparate de măsurat să se stabilească intervalul de timp între două calibrări succesive, precum și precizia, tipul și alte caracteristici ale etalonului în raport cu care se face calibrarea.

Alegerea intervalului de timp optim pentru recalibrare este o problemă tehnico-economică, ținînd seama de riscul admisibil al depășirii erorilor tolerate ale aparatului. Pentru multe categorii de aparate de măsurat, valorile limită ale erorilor sînt garantate de fabricant pe perioade care variază între 24 ore și 10 ani de la calibrare. La aceste aparate recalibrarea trebuie executată la intervale mai mari sau mai mici, în funcție de precizia de măsurare necesară.

Calibrarea fiecărui tip de aparat de măsurat trebuie făcută în raport cu un etalon corespunzător ca precizie, interval de măsurare, bandă de frecvență și alte caracteristici. Una din problemele cu caracter general care se ridică este aceea a *raportului dintre precizia etalonului și precizia aparatului supus calibrării*. Alegerea raportului optim al acestor precizii este și ea o problemă tehnico-economică, în care se face un compromis între riscul unei decizii greșite (respingerea unui aparat bun sau admiterea unui aparat necorespunzător) și costul operației de calibrare. În general, raportul erorilor tolerate etalon — aparat variază între 1 : 2,5 și 1 : 10 (cel mai frecvent, între 1 : 3 și 1 : 5). Este evident că un aparat de măsurat mai precis trebuie calibrat în raport cu un etalon de precizie mai ridicată. Pe de altă parte, și etaloanele se calibrează la rîndul lor, față de alte etaloane de precizie superioară. Rezultă o ierarhizare a aparatelor și a etaloanelor, în forma unei piramide, care are în vîrf etalonul național pentru mărimea fizică respectivă. Sistemul ierarhizat al aparatelor de măsurat și al etaloanelor unei mărimi fizice, cu indicarea posibilităților de intercomparare a lor în vederea calibrării fiecăruia din ele, se reprezintă sub forma unei *scheme de calibrare* (sau schemă de transmitere a unităților

de măsură). Principiul simplificat al schemelor de calibrare este ilustrat în fig. 1.25. Cu etalonul național se calibrează cîteva etaloane secundare, care servesc apoi la calibrarea unui număr mai mare de etaloane de ordin inferior ș.a.m.d. În final, fiecare aparat de măsurat este calibrat în raport cu un etalon corespunzător ca precizie.

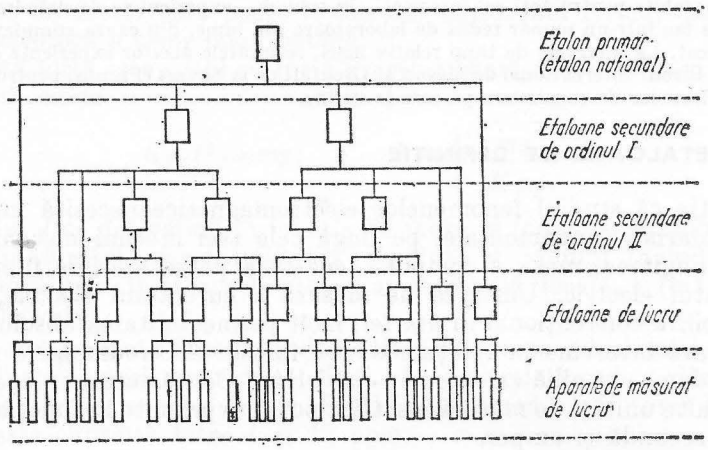


Fig. 1.25. Principiul unei scheme de calibrare (schemă de transmitere a unității de măsură).

1.4. ETALONUL

Unicitatea și conformitatea măsurărilor, în orice loc și la orice moment, reclamă un sistem de etaloane care să asigure:

— *generarea* principalelor unități de măsură, în conformitate cu definițiile lor (materializarea definițiilor prin experimente adecvate);

— *menținerea (conservarea)* acestor unități de măsură, constante în timp, în toate laboratoarele metrologice pe plan mondial;

— *corelarea* între ele a unităților de măsură, derivarea altor unități și extinderea limitelor de măsurare cu precizia necesară (trecerea la multipli și submultipli ai unităților de măsură), printr-un sistem adecvat de etalonări.

Aceste trei operații fundamentale în activitatea metrologică se efectuează în mod corespunzător, cu următoarele trei categorii de etaloane:

— etaloane de definiție,
— etaloane de conservare și
— etaloane de transfer.

În stadiul actual al tehnicii, precizia etaloanelor de definiție este sensibil inferioară preciziei etaloanelor de conservare. Un exemplu tipic este acela al curentului electric: precizia etaloanelor de conservare (etaloane de tensiune și de rezistență) este între 0,01 și 0,1 ppm, pe cînd cea a etalonului de definiție (determinarea absolută a amperului) este între 1 și 10 ppm.

Rezultă că în prezent conservarea și transmiterea unităților de măsură electrice se fac cu o precizie superioară reproducerii lor pe baza definiției. Aceasta înseamnă că uniformitatea măsurărilor electrice este în general cu mult mai bună decît conformitatea lor cu definițiile teoretice ale unităților de măsură sau, cu alte cuvinte, corelarea unităților de măsură electrice

între ele se face cu o precizie mai bună decît corelarea dintre unităţile de măsură electrice şi cele mecanice. Pentru activitatea practică această stare de fapt nu reprezintă însă un inconvenient major. Măsurările electrice din orice loc al lumii şi la orice moment sînt raportate la un sistem de etaloane de conservare, care sînt acceptate convenţional şi sînt accesibile fără dificultăţi deosebite pentru toţi cei interesaţi. În schimb, experienţele de definire a unităţilor de măsură se fac într-un număr redus de laboratoare din lume, din cauza complexităţii şi costului lor ridicat. La intervale de timp relativ mari, rezultatele acestor experienţe sînt evaluate şi folosite de Biroul Internaţional de Măsuri şi Greutăţi de la Sèvres (Franţa) pentru reatribuirea valorilor etaloanelor de conservare pe care le deţine.

1.4.1. ETALOANE DE DEFINIŢIE

Se ştie că studiul fenomenelor electromagnetice necesită introducerea unei noi mărimi fundamentale, pe lîngă cele trei mărimi mecanice fundamentale, lungimea, masa şi timpul. Această a patra mărime fundamentală este curentul electric. Unitatea de măsură a curentului electric, amperul, a fost stabilită convenţional în aşa fel, încît permeabilitatea absolută a vidului μ_0 — care intervine în relaţiile dintre forţele electrodinamice şi curenţii care le produc — să aibă valoarea $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m. Odată această alegere făcută, toate celelalte unităţi de măsură electrice pot fi exprimate în funcţie de metru, kilogram, secundă şi amper.

Pentru ca valoarea practică a amperului să corespundă definiţiei sale este necesar ca printr-un experiment fizic în care să intervină numai cele patru mărimi fundamentale amintite, amperul să fie determinat în funcţie de metru, kilogram secundă şi μ_0. Acest experiment se numeşte determinarea absolută a amperului şi se efectuează cu ajutorul balanţei de curent.

O a doua determinare absolută, convenabilă practic pentru deducerea celorlalte unităţi de măsură electromagnetice, este determinarea absolută a ohmului. În acest scop se foloseşte o instalaţie complexă, bazată pe un condensator calculabil.

Odată obţinute aceste două unităţi de măsură, toate celelalte unităţi de măsură electromagnetice pot fi determinate prin experimente mai simple, pe baza legilor generale ale electromagnetismului (de exemplu, voltul rezultă din amper şi ohm folosind legea lui Ohm, coulombul rezultă din amper şi secundă folosind legea conservării sarcinii, weberul rezultă din volt şi secundă folosind legea inducţiei electromagnetice ş.a.m.d.).

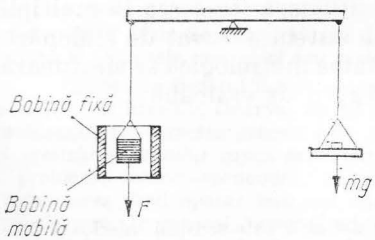


Fig. 1.26. Balanţă de curent.

O alternativă pentru determinarea absolută a amperului este determinarea absolută a voltului, pe baza forţelor electrostatice dintre armăturile unui condensator. Acest experiment nu a fost încă realizat în practică cu o precizie comparabilă celei obţinute la determinarea absolută a amperului.

Determinarea absolută a amperului se face prin compararea forţei electrodinamice dintre două bobine, cu forţa gravitaţională care acţionează asupra unei greutăţi etalon. Compararea se face cu ajutorul unei balanţe cu braţe egale (fig. 1.26). Cele două bobine, una fixă şi cealaltă mobilă, sînt legate

în serie și sînt parcurse de curentul I de măsurat. Forța electrodinamică F este dată de

$$F = K\,\mu_0 I^2, \tag{1.92}$$

unde K este un factor care poate fi calculat cunoscînd forma, dimensiunile și poziția reciprocă a celor două bobine.

Această forță este egală cu forța gravitațională exercitată asupra masei etalon m, de unde

$$K\mu_0 I^2 = mg; \qquad I = \sqrt{\frac{mg}{K\,\mu_0}}. \tag{1.93}$$

Deci curentul I se determină în funcție de masa m (cunoscută), dimensiunile bobinelor (măsurate), permeabilitatea absolută a vidului (avînd valoarea stabilită convențional) și accelerația gravitațională locală g (măsurată cu mijloace adecvate).

Măsurarea prezintă dificultăți deosebite, din cauza valorii mici a forței F, a necesității cunoașterii unor dimensiuni cu erori relative de ordinul 1 ppm și a altor numeroase surse de erori. Precizia realizată cu ajutorul balanțelor de curent este cuprinsă între 1 și 10 ppm.

Determinarea absolută a ohmului constă din următoarele operații principale: determinarea capacității unui condensator calculabil, în funcție de dimensiunile sale; etalonarea cu ajutorul acestuia a unor condensatoare de capacitate mai mare; compararea reactanței acestor condensatoare cu o rezistență în c.a.; trecerea la o rezistență în c.c. de valoare convenabilă (de obicei 1Ω).

În prezent se folosește exclusiv condensatorul calculabil în cruce, bazat pe teorema lui Lampard, descoperită în 1956 [18]: într-un sistem de patru conductoare plan-paralele cu secțiunea ca în fig. 1.27, *a*, avînd o axă de

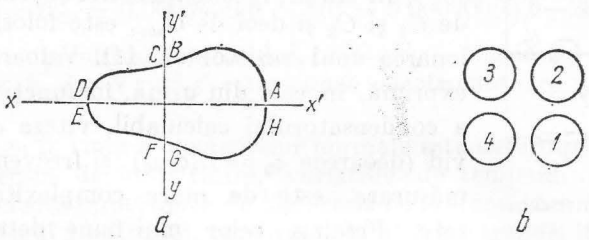


Fig. 1.27. Principiul condensatorului calculabil:
a — figură pentru teorema lui Lampard; *b* — conductoare plan-paralele ale condensatorului.

simetrie xx', capacitatea parțială pe unitatea de lungime între două conductoare opuse (de exemplu, AB și EF) este independentă de forma secțiunii sistemului și este dată de

$$C^\circ = \frac{\ln 2 \cdot \varepsilon_0}{\pi} \tag{1.94}$$

(se presupune că între $B-C$, $D-E$, $F-G$ și $H-A$ sînt interstiții izolante suficient de mici). Practic, condensatorul calculabil se realizează cu patru armături cilindrice, apropiate între ele (fig. 1.27, *b*), spațiile izolante dintre ele avînd un efect neglijabil. Se poate arăta că media capacităților parțiale ale perechilor de conductoare opuse

$$C_{abs} = \frac{C_{13} + C_{24}}{2} = K \cdot \varepsilon_0 \cdot l, \tag{1.95}$$

proporțională cu lungimea l a conductoarelor, este afectată numai de termeni de eroare de ordinul doi, datoriți imperfecțiunilor geometrice ale sistemului (neparalelism, neuniformitatea secțiunilor etc.). În acest fel, se obține o configurație unică în care o capacitate se poate determina în funcție de o singură dimensiune, ușor măsurabilă (de obicei interferometric). Efectele de capăt se elimină folosind electrozi de gardă convenabili sau măsurînd diferența dintre două capacități afectate în mod egal de aceste efecte (de exemplu deplasînd un ecran între cei patru cilindri).

Practic, condensatorul calculabil are o capacitate de ordinul zecimilor de picofarad. Prin intermediul unor comparații succesive cu ajutorul unei punți cu transformator, două condensatoare C_1 și C_2 de 5 nF sau 10 nF se etalonează în funcție de condensatorul calculabil.

Aceste două condensatoare se introduc apoi într-o *punte de cuadratură* de tipul celei din fig. 1.28, în care $C_1 \approx C_2$ și $R_1 \approx R_2$. Condiția de echilibru a acestei punți este

$$\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 = 1, \tag{1.96}$$

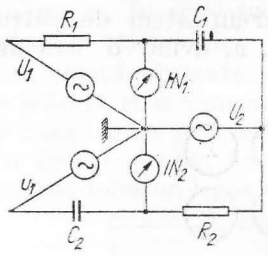


Fig. 1.28. Punte pentru compararea rezistenței cu o reactanță capacitivă.

ceea ce permite determinarea valorii medii a rezistențelor R_1 și R_2 în funcție de C_1 și C_2.

În sfîrșit, rezistența astfel exprimată, în funcție de C_1 și C_2 și deci de C_{abs}, este folosită pentru etalonarea unui rezistor de 1Ω. Valoarea acestuia se exprimă, în cele din urmă, în funcție de lungimea l a condensatorului calculabil, viteza c_0 a luminii în vid (deoarece $\varepsilon_0 = 1/(c_0^2 \mu_0)$ și frecvența f. Întreaga măsurare este de mare complexitate și dificultate. Precizia celor mai bune determinări realizate pe această cale depășește 0,1 ppm.

1.4.2. ETALOANE DE CONSERVARE

Etaloanele de conservare (de menținere) sînt caracterizate printr-un parametru fizic foarte stabil în timp și față de influențele exterioare. Pe lîngă cele bazate pe proprietăți macroscopice, se folosesc și etaloane caracterizate prin constante microfizice; acestea, pe lîngă o stabilitate superioară în timp și în raport cu factorii de mediu, se bucură și de proprietatea de reproducti-

bilitate (un asemenea etalon, de orice construcție, va avea aceeași valoare a parametrului caracteristic, deci nu trebuie etalonat prin comparație cu un alt etalon).

Cele mai importante etaloane din această categorie sînt etaloanele de tensiune, etaloanele de rezistență, etaloanele de capacitate și etaloanele de inductivitate.

Etaloane de tensiune. Cele mai răspîndite etaloane de tensiune sînt elementele normale și etaloanele cu diode Zener. Se mai folosesc etaloane bazate pe efectul Josephson, ca etaloane de conservare de mare stabilitate.

Elementele normale (sau elemente Weston) sînt elemente galvanice cu electrodul pozitiv din mercur și electrodul negativ din amalgam de cadmiu; electrolitul este sulfat de cadmiu, iar ca depolarizant (la electrodul pozitiv) se folosește sulfat mercuros.

Există două variante ale elementelor normale: saturate și nesaturate. La elementele normale saturate electrolitul conține cristale de $CdSO_4 + 8/3H_2O$, care fac ca soluția să fie saturată în tot intervalul temperaturilor de lucru. La elementele nesaturate această soluție este nesaturată la +20°C, dar devine saturată la temperaturi în jurul a +4°C. Proprietățile celor două tipuri de elemente normale diferă în mare măsură între ele: elementele saturate sînt mai stabile, în schimb elementele nesaturate au un coeficient de temperatură al tensiunii electromotoare mult mai mic. Ca etaloane se folosesc numai elementele normale saturate.

Elementele normale se împart în clase de precizie, după variația admisibilă a tensiunii electromotoare timp de un an. Tensiunea electromotoare a elementelor normale saturate, la temperatura +20°C, este cuprinsă între 1,01854 și 1,01870 V. Variația ei cu temperatura, în jurul lui +20°C, este dată de formula

$$E_\theta = E_{20} - 0{,}0000406(\theta - 20) - 0{,}00000095(\theta - 20)^2, \qquad (1.97)$$

în care: θ este temperatura elementului, în °C; E_θ — tensiunea electromotoare la temperatura θ, în V; E_{20} — tensiunea electromotoare la temperatura +20°C, în V.

Stabilitatea în timp a elementelor normale este determinată în principal de procesul inerent de îmbătrînire, variațiile de temperatură la care sînt supuse (există efecte importante de histerezis cu temperatura, timpul de revenire fiind de ordinul 1—10 zile), curentul debitat (care trebuie limitat la 1 μA), șocurile și vibrațiile mecanice.

Etaloanele de tensiune bazate pe efectul Josephson sînt instalații complexe care folosesc un fenomen microscopic ca punct de plecare pentru controlul stabilității unei mărimi macroscopice cum este tensiunea electrică. Efectul Josephson constă în următoarele: aplicînd o tensiune continuă U între două supraconductoare cuplate slab (separate printr-un dielectric imperfect), curentul care circulă între ele oscilează cu frecvența $f_j = (2e/h)\,U$, unde e este sarcina electronului și h este constanta lui Planck. Acest fenomen, descoperit în 1962 [24], este considerat lipsit de corecții (reproductibil) pînă la o pre-

cizie de $1 \cdot 10^{-8}$. Supracurentul care apare poate fi detectat iradiind joncțiunea cu microunde de frecvența f și observînd treptele de tensiune constantă care apar în caracteristica curent-tensiune a joncțiunii (fig. 1.29). Tensiunea U_n la care apare treapta a n-a este dată de relația

$$U_n = n\frac{h}{2e}f, \tag{1.98}$$

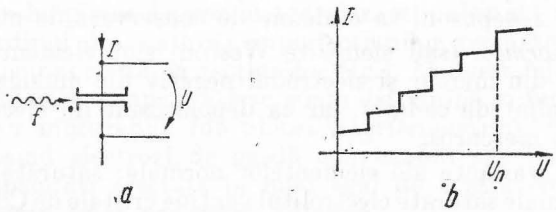


Fig. 1.29. Utilizarea efectului Josephson pentru un etalon de tensiune:

a — joncțiune Josephson; *b* — caracteristica curent-tensiune a joncțiunii.

în care: U_n este tensiunea corespunzătoare treptei a n-a în caracteristica curent-tensiune a joncțiunii; f — frecvența microundelor iradiante; h — constanta lui Planck; e — sarcina electronului.

Constanta universală din această relație are valoarea aproximativă $2e/h = 483\,594$ GHz/V. Practic, pentru frecvențe de ordinul $f = 8-12$ GHz și n cuprins între 100 și 200, se obține o tensiune U_n de 2—5 mV, care este comparată cu tensiunea medie U_0 a unui grup de elemente normale, prin intermediul unui divizor de tensiune de mare precizie. În acest fel, stabilitatea tensiunii U_0 poate fi urmărită în timp, repetînd măsurarea periodic.

Instalația este formată din joncțiunea Josephson, introdusă într-o cavitate rezonantă și menținută la o temperatură de 1—5 K, criostat cu heliu lichid, generator de microunde cu putere de cîteva zeci de miliwați și frecvență stabilizată, frecvențmetru digital pînă la 12 GHz, sursă de curent continuu stabil, osciloscop pentru vizualizarea caracteristicii curent-tensiune, divizor de tensiune rezistiv, indicator de nul de c.c. Întrucît tensiunea de măsurat este foarte mică, divizorul de tensiune trebuie să fie de un tip special, de precizie deosebit de ridicată, iar indicatorul de nul de foarte bună sensibilitate (prag de sensibilitate de ordinul 10—100 pV). Rezultate bune au fost obținute cu divizoare de tensiune rezistive și indicatoare de nul parametrice, ambele lucrînd la temperatura heliului lichid.

Precizia obținută cu etaloanele de tensiune Josephson ajunge la 0,05 ppm.

Etaloane de rezistență. Sînt rezistoare speciale, construite astfel încît rezistența lor să fie stabilă în timp și să prezinte variații cît mai mici cu temperatura, cu umiditatea, cu modul de conectare în circuitul de măsurare etc. Aceste calități depind atît de materialul din care este confecționat rezistorul, cît și de construcția lui.

Materialele utilizate sînt aliaje de mare rezistivitate, cu variație mică a rezistivității cu temperatura și tensiune termoelectromotoare mică față de cupru, ca manganina (cupru 84%, mangan 12%, nichel 4%) și aliajele cupru-aluminiu-crom-nichel, cunoscute sub diverse denumiri comerciale ca Nikrothal, Evanohm, Karma. Printr-un tratament termic adecvat, se obține o curbă rezistivitate-temperatură cu un maxim situat între +15 și 45°C și astfel, variația rezistivității în acest interval de temperatură este relativ mică.

Rezistoarele etalon de rezistență mică (pînă la 1Ω inclusiv) sînt confecționate din sîrmă sau bandă, fără carcasă (suport). Această construcție le asigură o stabilitate foarte bună, după un tratament termic care elimină tensiunile mecanice. La rezistoarele de rezistență mai mare, sîrma este bobinată pe un suport cilindric sau plat.

Rezistoarele etalon se construiesc pentru valori de forma 10^n Ω, unde n este un întreg între −4 și +9. Se utilizează în medii cu temperatură stabilă și precis măsurată (de preferință băi termostatate). Variația cu temperatura a rezistenței poate fi determinată cu ajutorul formulei

$$R_\theta = R_{20}[1+\alpha(\theta-20) + \beta(\theta - 20)^2], \qquad (1.99)$$

în care: θ este temperatura rezistorului, în °C; R_θ — rezistența la temperatura θ, în Ω; R_{20} — rezistența la temperatura +20°C, în Ω; α, β — coeficienți de temperatură, dați în certificatul rezistorului etalon. Valorile coeficienților de temperatură sînt de obicei între limitele $\alpha = \pm 2 \cdot 10^{-5} K^{-1}$ și $\beta = -0{,}3 \cdot 10^{-6} ... -0{,}8 \cdot 10^{-6} K^{-2}$.

Etaloane de capacitate. Sînt condensatoare speciale, construite astfel, încît capacitatea lor să fie stabilă în timp și cît mai puțin influențată de factorii de mediu și de conectarea în circuit, iar pierderile să fie cît mai mici.

Se folosesc condensatoare etalon cu dielectric gazos sau cu dielectric solid, cu ecran electrostatic izolat de armături, putînd fi folosite în conexiune tripolară sau dipolară.

Cele mai bune condensatoare etalon cu dielectric gazos sînt construite etanș din aliaj special cu coeficient de dilatare mic (invar), avînd capacitatea nominală de 1 000 pF, 100 pF sau 10 pF, variația anuală a capacității sub 0,001% și tg $\delta < 5 \cdot 10^{-6}$.

Condensatoarele etalon cu dielectric solid folosesc ca dielectric cuarțul topit, mica sau polistirenul. Condensatoarele cu cuarț au armăturile din pelicule subțiri de aur sau argint depuse pe o placă de cuarț topit, plasată în atmosferă neutră (azot uscat). Se fabrică asemenea condensatoare de 10 pF și 100 pF, cu stabilitate anuală între 0,1 și 1 ppm, servind ca etaloane de cea mai mare precizie. Condensatoarele cu mică și cele cu polistiren au capacități între 1 nF și 10 μF; cele mai bune asemenea condensatoare au stabilitatea anuală între 10 și 100 ppm, servind numai ca etaloane secundare.

Etaloane de inductivitate. Sînt mai puțin folosite decît etaloanele de capacitate. Constau din bobine de construcție specială (fără miez feromagnetic), cu o bună stabilitate în timp, variație mică a inductivității cu temperatura, independența inductivității de curentul prin bobină, cîmp magnetic exterior al bobinei cît mai redus. Stabilitatea anuală a lor este de ordinul

10 ppm, iar coeficientul de temperatură între 10 și 30 ppm/K. Rezistența lor echivalentă serie este relativ mare, iar inductivitatea variază mult cu frecvența, ceea ce îngreunează utilizarea lor ca etaloane primare.

1.4.3. ETALOANE DE TRANSFER

Etaloanele de transfer asigură etalonarea tuturor tipurilor de aparate de măsurat, în intervale largi de valori ale măsurandului, pentru mărimi constante sau variabile în timp etc. Etaloanele de transfer sînt de obicei aparate de măsurat de tip și execuție specială, de mare precizie. Pot fi deosebite următoarele categorii de etaloane de transfer: etaloane de raport, etaloane de derivare și etaloane de transfer c.a.-c.c. Aceste etaloane fac trecerea de la etaloanele de conservare la etaloane de alte valori (transfer adimensional), la etaloane ale altor mărimi fizice (transfer dimensional) și respectiv la etaloane în curent alternativ (transfer în c.a.).

Etaloane de raport. Sînt dispozitive de raport de mare precizie, rezistive, capacitive și inductive, care permit efectuarea unor comparații de tip $1{:}n$ (§ 1.2.1) prin metode de raport.

Pentru tensiune continuă, etaloanele de raport uzuale sînt compensatoare de c.c. de precizie (pentru tensiuni sub 1 V) și divizoare rezistive de precizie (pentru tensiuni peste 1 V). Acestea permit măsurarea tensiunii continue cu precizie de ordinul părților pe milion, de la microvolți la kilovolți. Se mai folosesc generatoare etalon de tensiune continuă, cu variația în decade a tensiunii, de la 1 μV la 1 kV, cu stabilizare electronică (subcap. 2.2); acestea pot fi privite de asemenea ca etaloane de transfer, fiind calibrate la o singură valoare a tensiunii (de exemplu la 1 V) și generînd tensiuni în limite largi, pe baza unui dispozitiv de raport interior.

Pentru curent continuu, un etalon de transfer de mare precizie este comparatorul de c.c. (§ 2.7.2). El se folosește însă mai rar ca atare; de obicei, pe baza lui se construiesc compensatoare de c.c. și comparatoare de rezistență.

Pentru tensiune alternativă, sînt cunoscute mai multe tipuri de etaloane de raport, din familia dispozitivelor inductive de raport (subcap. 3.4). Tensiunile alternative pînă la 300 V, de frecvențe pînă la 20 kHz, pot fi comparate cu precizie foarte bună (între 0,1 și 10 ppm) folosind divizoare inductive de tensiune în decade. Pentru tensiuni mai înalte, la 50 Hz, se folosesc divizoare inductive speciale, transformatoare de tensiune de precizie, divizoare capacitive și divizoare rezistive; precizia de comparare ajunge la 10 ppm. La frecvențe înalte (pînă la 1 GHz și chiar peste această frecvență) sînt utilizate curent atenuatoare rezistive în trepte.

Pentru curent alternativ sînt cunoscute de asemenea dispozitive inductive de raport de mare precizie: transformatoare de curent, divizoare inductive de curent, comparatoare inductive de curent. Precizia acestora ajunge la 1 ppm. Pentru rezistență un etalon de raport de mare precizie este puntea-comparator de rezistență, bazată pe comparatorul de c.c. (§ 4.5.4). Aceasta permite compararea rezistențelor de diferite valori, cu precizie între 0,1 și 10 ppm. O precizie și mai bună poate fi realizată cu ajutorul rezistoarelor de transfer, cu rapoarte nominale 1:10 și 1:100, cum este de exemplu rezistorul de tip Hamon (§ 4.9.2).

Capacitatea și inductivitatea pot fi comparate între ele folosind ca etalon de raport o punte de precizie, ca de exemplu o punte cu transformator (§ 4.5.3).

În principiu, orice etalon de raport poate fi calibrat printr-o metodă *absolută*, în sensul că pentru aceasta nu este nevoie de un alt etalon de precizie superioară. Asemenea metode de autocalibrare, cu sau fără dispozitive auxiliare, pot fi aplicate fără dificultăți unora din etaloanele de raport de mare precizie, cum sînt compensatoarele de c.c., divizoarele rezistive de tensiune, divizoarele inductive în decade. Ideea autocalibrării unui etalon de raport poate fi ilustrată pe exemplul divizorului rezistiv de tensiune din fig. 1.30. Rezistoarele acestui divizor au valorile nominale astfel alese încît să permită un număr suficient de comparații 1:1 între ele pentru autocalibrarea completă a sistemului. Aceste comparații se fac astfel: se compară cele două rezistoare de 1 kΩ între ele, apoi rezistoarele de 1 kΩ în serie cu rezistorul de 2 kΩ, 1+1+2 kΩ cu 4 kΩ, 1+1+2+4 kΩ cu 8 kΩ etc. În total, se obțin 6 ecuații care permit determinarea celor 6 rapoarte ale divizorului.

Etaloane de derivare. Sînt dispozitive, aparate sau instalații de măsurat, mai mult sau mai puțin complexe, pentru măsurarea indirectă a unei mărimi fizice în funcție de altele, măsurate direct sau cunoscute.

Cel mai simplu exemplu de etalon de derivare este șuntul (sau rezistorul de precizie, cuadripolar) care asociat cu un aparat de măsurat tensiunea (de exemplu un compensator de c.c. de precizie), permite măsurarea indirectă a curentului, prin măsurarea tensiunii la bornele șuntului și a rezistenței șuntului. În acest fel, se realizează trecerea de la volt și ohm la amper, sau *derivarea* amperului, folosind etaloanele de conservare a voltului și a ohmului.

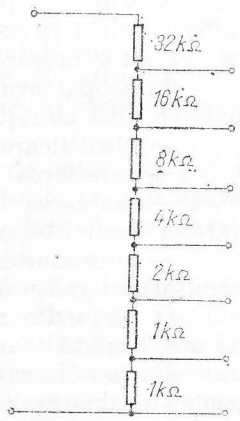


Fig. 1.30. Divizor de tensiune autocalibrabil.

Alte exemple de etaloane de derivare sînt: punte de cuadratură pentru măsurarea capacității sau a inductivității în funcție de rezistență și frecvență; wattmetru etalon sau comparator de putere pentru măsurarea puterii în funcție de tensiune și curent; etalon de flux magnetic pentru măsurarea fluxului în funcție de curent și inductivitate.

Etaloane de transfer c.c.-c.a. Sînt bazate pe dispozitive care compară o mărime alternativă (curent, tensiune) cu o mărime continuă corespunzătoare, observînd egalitatea efectelor termice, electrodinamice sau altele asupra unui element sensibil la aceste efecte (§ 3.2).

1.5. EVALUAREA ERORILOR ȘI INTERPRETAREA REZULTATELOR MĂSURĂRII

Se consideră de obicei că *rezultatul măsurării* conține întreaga informație care se obține în cursul unei măsurări. În realitate, pentru aceasta rezultatul unei măsurări trebuie să fie însoțit și de o apreciere a erorii cu

care este creditată măsurarea respectivă. Dacă această eroare nu este specificată, oricine își formează singur o imagine asupra erorii probabile a rezultatului, pe baza unei experiențe anterioare. De exemplu, dacă rezultatul măsurării înălțimii unui om este $h = 182$ cm, pe baza experienței anterioare de care dispune, el va subînțelege că $h = 182 \pm 1$ cm sau $h = 182 \pm 0{,}5$ cm. Nimeni nu va considera, într-un asemenea caz, că $h = 182 \pm 10$ cm sau $h = 182 \pm 0{,}1$ cm. La fel, dacă se măsoară tensiunea rețelei și se găsește valoarea $U = 217$ V, în funcție de voltmetrul utilizat, se va atribui acestui rezultat o incertitudine de ordinul ± 1 V sau ± 2 V, și în nici un caz de ± 20 V sau $\pm 0{,}05$ V.

În tehnică și în știință se pune însă, în numeroase cazuri, problema ca evaluarea erorii care însoțește rezultatul măsurării să nu fie doar empirică, ci fundamentată teoretic. Acest lucru se impune din următoarele motive:

a. Înainte de efectuarea măsurării, experimentatorul trebuie să aleagă metoda, aparatura și condițiile de măsurare, pentru obținerea preciziei de măsurare la costul minim posibil.

b. După efectuarea experienței, este necesar să se poată aprecia cît mai obiectiv incertitudinea totală a măsurărilor efectuate, ținînd seama de toate sursele de erori, cu confirmarea (sau infirmarea) preciziei prevăzute.

c. Beneficiarului rezultatului măsurării (care nu coincide totdeauna cu cel care efectuează măsurarea) trebuie să i se transmită informația necesară cu privire la incertitudinea măsurării.

Specificarea corectă a incertitudinii unei măsurări este de asemenea indispensabilă în cazurile în care rezultatul este folosit ulterior, pentru efectuarea altor măsurări.

În scopul evaluării incertitudinii unei măsurări, experimentatorul trebuie să aibă cunoștințele necesare pentru:

— identificarea surselor de erori;

— aprecierea incertitudinilor datorite acestor surse;

— evaluarea incertitudinii totale a măsurării, prin compunerea adecvată a incertitudinilor parțiale;

— prezentarea corectă a informației privitoare la incertitudinea asociată rezultatului măsurării.

O parte din aceste cunoștințe formează obiectul teoriei erorilor. Din păcate, această teorie nu dă un răspuns satisfăcător numeroaselor probleme de ordin practic care se ridică. În cele ce urmează sînt date reguli practice pentru evaluarea incertitudinii de măsurare, ținînd seama și de rezultatele unor preocupări mai recente în această direcție [31—39]. Chiar dacă ele nu sînt riguros justificabile teoretic în toate cazurile, sînt aplicabile în majoritatea situațiilor care apar la măsurările electrice.

1.5.1. SURSE DE ERORI

În fig. 1.31 sînt reprezentate principalele elemente care intervin într-un proces de măsurare. În mod corespunzător, erorile de măsurare pot fi clasificate după proveniența lor în erori datorite:

— obiectului supus măsurării;

— aparatului de măsurat;

— interacțiunii aparat-obiect;
— influențelor exterioare.

Erorile de model (erorile provenind de la obiectul supus măsurării) sînt datorite simplificării sau idealizării sistemului fizic asupra căruia se efectuează măsurarea. Prin aceasta, se neglijează unele proprietăți sau [mărimi

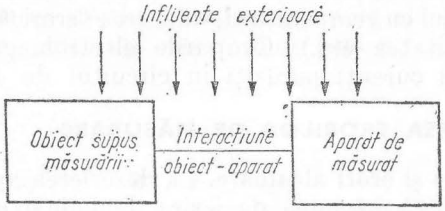


Fig. 1.31. Principalele surse de erori la o măsurare.

fizice caracteristice acestuia. Astfel, dacă se măsoară rezistența unui rezistor care este sediul unei tensiuni electromotoare (de exemplu termoelectromotoare), se comite o eroare cu atît mai mare, cu cît tensiunea de măsurare este mai mică. O eroare asemănătoare se produce din cauza fenomenului de polarizare dielectrică la măsurarea rezistențelor de valori foarte mari.

La măsurarea valorii medii a unei tensiuni redresate nefiltrate (în impulsuri), un voltmetru magnetoelectric dă rezultate corecte, pe cînd un voltmetru digital poate da erori de mai multe procente.

O categorie importantă de erori este aceea a erorilor provenite din instabilitatea în timp a mărimii măsurate sau variația ei de la un eșantion la altul al obiectului supus măsurării. Instabilitatea poate fi sub formă de variație monotonă (derivă), variație ciclică sau variație neregulată. Aceasta din urmă se manifestă prin apariția unor erori aleatoare, pe care experimentatorul le poate atribui greșit aparatului de măsurat.

Erorile instrumentale (erorile datorite aparatului de măsurat) pot fi deseori cele mai importante. Aici sînt cuprinse toate erorile proprii aparatului de măsurat, aflate de regulă în limite cunoscute, dacă aparatul este folosit corect. Erorile instrumentale sînt tratate în § 1.3.3.

Erorile de interacțiune (erorile datorite interacțiunii aparat-obiect) sînt provocate de acțiuni electromagnetice sau mecanice exercitate de aparatul de măsurat asupra obiectului supus măsurării sau reciproc, de obiectul supus măsurării asupra aparatului de măsurat. Exemplul cel mai cunoscut este eroarea datorită puterii preluate de aparat din circuitul de măsurare, fenomen însoțit de perturbarea circuitului, ai căror parametri se modifică la conectarea aparatului. Voltmetrele electronice pot injecta în circuit curenți sau tensiuni parazite, eroarea fiind datorită în acest caz unui transfer de putere invers, de la aparat la obiect. Un alt exemplu de eroare de interacțiune este acela al perturbării unui cîmp magnetic prin introducerea traductorului de măsurat. În sfîrșit, un exemplu de eroare de interacțiune datorită unui element mecanic este eroarea cauzată de cuplajul dintre aparatul de măsurat și obiectul supus măsurării (de exemplu un rezistor, un condensator, un atenuator etc.)

Erorile de influență (erorile datorite influențelor exterioare) sînt o consecință a factorilor de mediu (temperatură, umiditate, presiune etc.), a cîmpurilor electromagnetice perturbatoare sau a operatorului, care pot influența aparatul de măsurat, obiectul supus măsurării sau interfața aparat-obiect (elemente de cuplaj, de adaptare etc.). Factorii de mediu dau naștere unor erori prin modificarea parametrilor de circuit sau ai aparatului de măsurat (variația rezistenței cu temperatura, dilatarea termică, scăderea rezistenței de izolație cu umiditatea etc.). Cîmpurile electromagnetice perturbatoare generează tensiuni și curenți paraziți în circuitul de măsurare.

1.5.2. CLASIFICAREA ERORILOR DE MĂSURARE

Erori sistematice și erori aleatoare. La descrierea aparatului de măsurat (subcap. 1.3) s-a arătat că mărimea de ieșire depinde în principal de măsurand (mărimea de măsurat) și în secundar de mărimile de influență. Prin generalizare la întregul proces de măsurare, pot fi definite ca *mărimi de influență* toate mărimile, în afară de măsurand, care influențează rezultatul măsurării. În această interpretare, toate erorile provenind de la obiectul supus măsurării, de la aparatul de măsurat, cît și din interacțiunea obiect-aparat sînt o consecință a acțiunii mărimilor de influență. Pe lîngă factorii de mediu și mărimile perturbatoare propriu-zise, amintite mai sus ca surse ale erorilor de influență, sînt tot mărimi de influență și anumite caracteristici ale obiectului supus măsurării, care nu se măsoară, dar care pot influența rezultatul măsurării, ca de exemplu frecvența și conținutul de armonici la măsurarea unei tensiuni alternative, factorul de putere la măsurarea unei puteri sau energii, tangenta unghiului de pierderi la măsurarea unei capacități.

Mărimile de influență sînt în general variabile în timp. Acele mărimi de influență care fluctuează relativ rapid, luînd în timpul unor măsurări repetate valori întîmplătoare, dau naștere *erorilor aleatoare* (sau erori întîmplătoare). Dimpotrivă, mărimile de influență care variază relativ lent (sau sînt constante), păstrînd în timpul unor măsurări repetate aceleași valori, dau naștere *erorilor sistematice*. Formal, aceste două categorii de erori pot fi deci definite după modul în care se manifestă în măsurările repetate.

Erorile sistematice sînt erorile care rămîn constante (ca valoare și semn) la repetarea măsurării în condiții neschimbate.

Erorile aleatoare sînt erorile care variază într-un mod imprevizibil (atît ca valoare cît și ca semn) la repetarea măsurării în condiții practic neschimbate.

Din cele arătate rezultă că erorile de măsurare nu pot fi împărțite în mod univoc în erori aleatoare și erori sistematice. În primul rînd, departajarea lor în aceste două categorii depinde de durata totală a măsurărilor repetate. Într-adevăr, erorile sistematice pot fi privite ca o componentă cu variație foarte lentă a erorilor aleatoare; repetînd măsurarea la intervale de timp foarte mari (de exemplu, de cîțiva ani), o eroare sistematică poate deveni eroare aleatoare. În al doilea rînd, oricare ar fi durata de referință, pot exista mărimi de influență a căror perioadă de fluctuație este comparabilă cu durata măsurărilor, dînd naștere la erori care nu se manifestă nici ca erori aleatoare, nici ca erori sistematice.

O situație asemănătoare se întîlnește la perturbațiile proprii ale amplificatoarelor: perturbațiile relativ rapide sînt tratate de obicei ca *zgomot*, pe cînd perturbațiile relativ lente sînt tratate ca *derivă*.

În principiu, nu există deci o diferență esențială între erorile aleatoare și erorile sistematice. Diferența apare doar prin aceea că erorile aleatoare

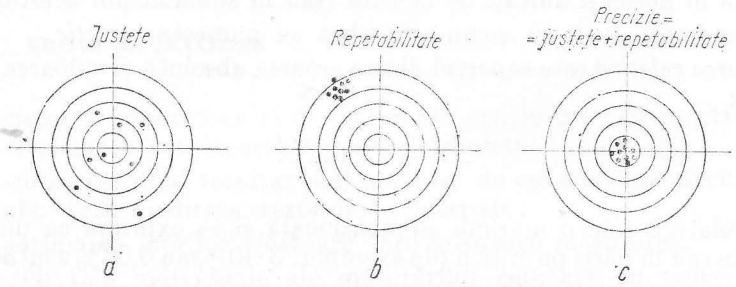


Fig. 1.32. Ilustrare a erorilor sistematice și aleatoare.

pot fi puse în evidență prin repetarea măsurării, pe cînd erorile sistematice sînt nedeterminabile prin experimentul în sine, evaluarea lor necesitînd informații suplimentare*. Totuși, pentru scopuri practice este util ca cele două noțiuni să fie tratate distinct.

Calitatea unei măsurări de a fi neafectată de erori (în general) se numește *precizie*. Neafectarea cu erori sistematice este denumită *justețe*, iar neafectarea cu erori aleatoare este denumită *repetabilitate***. Relația dintre aceste perechi de noțiuni se poate reprezenta astfel:

$$\text{PRECIZIE/eroare} \begin{cases} \text{JUSTEȚE/eroare sistematică} \\ \text{REPETABILITATE/eroare aleatoare} \end{cases}$$

În fig. 1.32 cele trei noțiuni sînt ilustrate prin imaginea rezultatelor tragerii la țintă cu arma.

Erori absolute și erori relative. Un alt criteriu de clasificare a erorilor de măsurare este cel al modului în care sînt exprimate.

---

* Aici, ca și în cele ce urmează, nu se iau în considerare erorile sistematice cunoscute, care pot fi eliminate imediat prin simpla aplicare a corecțiilor adecvate (ca de exemplu eroarea datorită puterii absorbite de un voltmetru, sau cea cauzată de valoarea incorectă a unui etalon utilizat).

** Trebuie observat că noțiunile de precizie, justețe și repetabilitate sînt atribute calitative ale măsurării, iar noțiunile de eroare, eroare sistematică și eroare aleatoare sînt parametri care le caracterizează cantitativ. În limbajul curent se folosesc, fără a da naștere la confuzii, exprimări ca „precizie (justețe, repetabilitate) de 0,5%, de 10 ppm" etc., în locul formulărilor riguroase (dar mai greoaie) „precizie caracterizată prin eroare de 0,5%, de 10 ppm". Propunerile de a se defini precizia ca mărime inversă erorii, deci de a se spune „precizie de 200, de 10^5" etc. nu prezintă utilitate și, în plus, ar avea dezavantajul de a fi aplicabile numai în cazul erorilor relative, nu și al celor absolute.

Eroarea absolută este diferența dintre valoarea măsurată x_m și valoarea adevărată x a mărimii măsurate:

$$\Delta x = x_m - x. \tag{1.100}$$

Eroarea absolută are aceleași dimensiuni fizice ca și mărimea măsurată și se exprimă în aceleași unități de măsură (sau în submultiplii acesteia).

Eroarea absolută cu semn schimbat se numește *corecție.*

Eroarea relativă este raportul dintre eroarea absolută și valoarea mărimii măsurate:

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{x_m - x}{x}. \tag{1.101}$$

Eroarea relativă este o mărime adimensională și se exprimă ca un număr, în procente sau în părți pe milion (de exemplu: $3 \cdot 10^{-4}$ sau 0,03% sau 300 ppm).

Eroarea raportată este raportul dintre eroarea absolută și o valoare convențională x_c a mărimii măsurate:

$$\frac{\Delta x}{x_c} = \frac{x_m - x}{x_c}. \tag{1.102}$$

Eroarea raportată se exprimă ca și eroarea relativă.

În domeniul măsurărilor electrice, eroarea de măsurare se exprimă atît sub forma de eroare absolută, cît și ca eroare relativă sau eroare raportată (§ 1.3.3).

Incertitudini de măsurare. Valoarea adevărată a unei mărimi nu poate fi cunoscută. Ca urmare și eroarea de măsurare, fiind o diferență între valoarea măsurată și valoarea adevărată, rămîne necunoscută și nedeterminabilă. Problema care se pune în fața experimentatorului este de a evalua o plajă rezonabilă în care se poate situa eroarea probabilă sau, ceea ce este echivalent, limite rezonabile între care se situează valoarea măsurandului, cu o anumită probabilitate (nivel de încredere). În acest sens este mai corect să se vorbească nu despre erori de măsurare (care sînt necunoscute) ci despre incertitudinea de măsurare, adică despre zona de nedeterminare a rezultatului măsurării.

Prin incertitudine de măsurare se înțelege intervalul de valori în care se apreciază că se află valoarea adevărată a măsurandului. Cantitativ incertitudinea de măsurare se exprimă ca un interval de abateri posibile în jurul rezultatului unei măsurări, sau în jurul celei mai bune estimări a acestuia (de exemplu în jurul mediei aritmetice a rezultatelor unor măsurări repetate).

Incertitudinile de măsurare pot fi împărțite în două categorii, după modul în care ele sînt determinate. O categorie de incertitudini sînt estimate prin metode statistice, pe baza rezultatelor unor măsurări repetate. A doua categorie de incertitudini sînt estimate numai prin aprecieri subiective, pe baza unor informații provenind din alte experiențe sau surse independente de măsurarea în cauză. În lipsa unei terminologii adecvate, aceste două

incertitudini au fost denumite *incertitudini aleatoare*, respectiv *incertitudini sistematice*, deși ele nu corespund întocmai noțiunilor de eroare aleatoare și eroare sistematică*.

Incertitudinea datorită efectului unei singure mărimi de influență se numește *incertitudine parțială* (sau incertitudine componentă).

Incertitudinea datorită efectului tuturor mărimilor de influență se numește *incertitudine totală* (sau incertitudine globală). Ea poate fi determinată printr-o compunere adecvată a incertitudinilor parțiale.

1.5.3. ERORI ALEATOARE

Repetarea unei măsurări de mai multe ori, în condiții practic identice, permite realizarea următoarelor două deziderate:

— obținerea unui rezultat mai apropiat de cel adevărat decît o valoare individuală, prin medierea rezultatelor parțiale;

— estimarea erorilor aleatoare care afectează măsurarea.

Rezultatele individuale ale măsurărilor repetate au valori întîmplătoare, distribuite după o anumită lege în jurul valorii medii. Legea de distribuție a probabilității apariției rezultatelor individuale depinde de aparatura de măsurat folosită, de condițiile experimentului etc. Oricare ar fi însă legea de distribuție, practica arată că se pot admite următoarele două propoziții:

a. Media aritmetică a celor n rezultate individuale x_i

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n} \tag{1.103}$$

este cea mai bună aproximare a valorii adevărate a mărimii x**.

b. Eroarea medie pătratică

$$\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n}} \tag{1.104}$$

este o măsură a dispersiei rezultatelor în jurul mediei, adică a erorilor aleatoare. Aprecieri cantitative se pot face însă numai dacă se admite o anumită lege de distribuție a erorilor.

---

* Un exemplu care ilustrează această afirmație este următorul. Să presupunem că măsurandul x este comparat cu o mărime de referință x_0 a cărei valoare este dată într-un certificat de etalonare cu o incertitudine de $\pm\Delta x_0$. La evaluarea incertitudinii totale a lui x, incertitudinea $\pm\Delta x_0$ este tratată de obicei ca o incertitudine sistematică componentă, deși ea poate include și o componentă aleatoare.

** Această propoziție presupune în unele cazuri, că s-au eliminat eventualele rezultate aberante, ale căror abateri se datoresc nu numai factorilor care determină erorile aleatoare ale șirului de măsurări, ci unor greșeli de măsurare.

Distribuția normală a erorilor. În tratarea matematică a erorilor aleatoare se admite în general că distribuția probabilității erorilor este dată de legea normală (fig. 1.33)

$$y = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-\left(\frac{x-\mu}{2\sigma}\right)^2} \qquad (1.105)$$

unde: y este densitatea de probabilitate; x — variabila (valoarea măsurată); μ — valoarea medie; σ — eroarea medie pătratică.

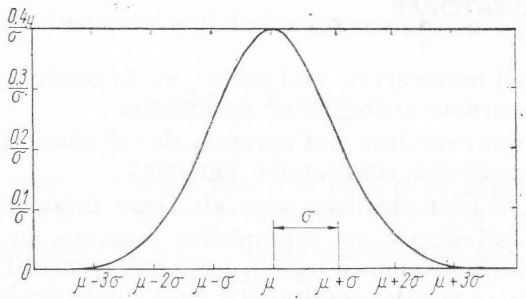


Fig. 1.33. Curba distribuției normale.

Legea normală de distribuție redă *proprietatea de simetrie* a erorilor aleatoare (erorile aleatoare de semne diferite se întîlnesc cu aceeași probabilitate) și *proprietatea de concentrare* (erorile aleatoare mici în valoare absolută apar mai frecvent decît cele mari). Aceste două proprietăți sînt caracteristice aproape tuturor cazurilor practice de măsurări. Desigur, există și alte legi de distribuție care satisfac aceste două condiții. Concluziile practice care s-ar putea deduce din legi de distribuție diferite de cea normală nu sînt însă esențial diferite de cele ale legii normale. De aceea, în majoritatea măsurărilor, și în particular a măsurărilor electrice pot fi aplicate procedeele și formulele de estimare a erorilor aleatoare, bazate pe distribuția normală (cu atît mai mult cu cît este vorba de a estima, cu o anumită probabilitate, aceste erori; schimbînd legea de distribuție, s-ar modifica puțin doar valoarea probabilității, ceea ce poate fi admis în cele mai multe cazuri).

Din fig. 1.33 se observă că probabilitatea ca y să ia valori în afara intervalului $\mu \pm 3\sigma$ este foarte mică, de 0,27%, adică aproximativ 1:370. Deci 99,73% din măsurările repetate vor da rezultate grupate în intervalul $\pm 3\sigma$ față de valoarea medie. De aceea, valoarea 3σ poate fi considerată ca *eroare limită* (eroare a cărei depășire este foarte puțin probabilă, practic exclusă).

Probabilitatea ca eroarea de măsurare să fie în limitele $\pm 2\sigma$ este de 95,45%. Depășirea acestei erori are o probabilitate de 4,55%, adică aproximativ 1:22. Ca urmare, valorile $\pm 2\sigma$ pot fi considerate ca limite rezonabile (cu o probabilitate destul de bună) ale erorilor aleatoare.

Probabilitatea ca erorile individuale să fie în limitele $\pm\sigma$ este de 68,27%.

Teoretic, cei doi parametri μ și σ ai distribuției normale pot fi determinați cu formulele

$$\mu = \lim_{n\to\infty} \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n}; \tag{1.106}$$

$$\sigma = \lim_{n\to\infty} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \mu)^2}{n}}, \tag{1.107}$$

în care x_i sînt rezultatele individuale ale unui număr de n măsurări.

Aplicarea practică a acestor formule necesită însă un număr n foarte mare de măsurări. Mai jos se indică metoda practică de estimare a parametrilor μ și σ.

Media aritmetică $\bar{x}$ a n măsurări, calculată conform formulei (1.103), are în mod evident o dispersie mai mică decît valorile individuale x_i. Cu alte cuvinte, media $\bar{x}$ este afectată de o eroare aleatoare mai mică decît valoarea individuală x_i. Se definește *eroarea medie pătratică a mediei* $\sigma_{\bar{x}}$, care caracterizează dispersia (eroarea aleatoare a) mediei. Valoarea lui $\sigma_{\bar{x}}$ este dată de

$$\sigma_{\bar{x}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}. \tag{1.108}$$

Aceasta înseamnă că eroarea aleatoare a valorii medii scade relativ lent cu creșterea numărului de măsurări. Luînd media a 10 rezultate individuale, eroarea aleatoare este de $\sqrt{10} = 3{,}16$ ori mai mică decît a unei singure determinări.

În rezumat, pentru evaluarea erorilor aleatoare este necesar să se cunoască eroarea medie pătratică σ, fie din măsurări anterioare făcute cu aceeași aparatură și în aceleași condiții, fie calculînd-o cu formula (1.107). Aceasta presupune însă efectuarea unui număr foarte mare de măsurări (practic cel puțin 50).

Estimarea parametrilor distribuției normale. Parametrii μ și σ ai distribuției normale pot fi estimați pornind de la un număr relativ mic de măsurări.

Media μ se estimează prin media artitmetică

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n}, \tag{1.109}$$

iar eroarea medie pătratică σ se estimează prin mărimea

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x - \bar{x})^2}{n-1}}. \tag{1.110}$$

Se observă că la numitorul expresiei (1.110) figurează $n-1$ (numărul de *grade de libertate* al șirului de măsurări) și nu n.

Eroarea medie pătratică a valorii medii $\bar{x}$ poate fi estimată, în mod corespunzător, prin mărimea

$$s_{\bar{x}} = \frac{s}{\sqrt{n}}. \tag{1.111}$$

Valorile $\bar{x}$, s și $s_{\bar{x}}$ fiind estimări, bazate pe un număr relativ mic de măsurări, nu se bucură de proprietățile enunțate mai sus pentru μ, σ și $\sigma_{\bar{x}}$ și anume: probabilitate de 99,73% ca eroarea să fie în limitele $\pm 3\sigma$, probabilitate de 95,45% ca ea să fie cuprinsă în intervalul $\pm 2\sigma$ etc. Pentru construirea acestor intervale de încredere corespunzătoare nivelelor de încredere dorite (probabilitățile ca eroarea să se afle în intervalele de încredere), se folosește parametrul t al distribuției Student.

Rezultatul unei măsurări x_i se află în intervalul

$$[\bar{x} - ts;\ \ \bar{x} + ts] \tag{1.112}$$

cu o probabilitate P care depinde de numărul n de măsurări și de valoarea parametrului t, conform tabelului 1.6.

Tabelul 1.6

Valori ale parametrului t pentru distribuția Student în funcție de nivelul de încredere P și numărul de măsurări n.

n \ P	0,683	0,900	0,950	0,955	0,990	0,997
2	1,83	6,31	12,71	13,97	63,66	—
3	1,32	2,92	4,30	4,53	9,92	19,21
4	1,20	2,35	3,18	3,31	5,84	9,22
5	1,14	2,13	2,78	2,87	4,60	6,62
6	1,11	2,02	2,57	2,65	4,03	5,51
7	1,09	1,94	2,45	2,52	3,71	4,90
8	1,08	1,90	2,36	2,43	3,50	4,53
9	1,07	1,86	2,31	2,38	3,36	4,28
10	1,06	1,83	2,26	2,33	3,25	4,09
11	1,05	1,81	2,23	2,30	3,17	3,96
12	1,05	1,79	2,20	2,27	3,11	3,86
13	1,04	1,78	2,18	2,24	3,05	3,77
14	1,04	1,77	2,16	2,22	3,01	3,71
15	1,04	1,76	2,14	2,20	2,98	3,64
16	1,03	1,75	2,13	2,18	2,95	3,59
17	1,03	1,74	2,12	2,17	2,92	3,54
18	1,03	1,74	2,11	2,16	2,90	3,51
19	1,03	1,73	2,10	2,15	2,88	3,48
20	1,03	1,73	2,09	2,14	2,86	3,45
∞	1,00	1,64	1,96	2,00	2,58	3,00

Corespunzător, media $\bar{x}$ a rezultatelor unui șir de n măsurări se află în intervalul

$$\left[\bar{x} - \frac{ts}{\sqrt{n}};\ \ \bar{x} + \frac{ts}{\sqrt{n}}\right] \tag{1.113}$$

cu aceeași probabilitate P, funcție de n și t conform tabelului 1.6.

Probabilitatea P se numește *nivel de încredere*, mărimile $\bar{x} \pm ts$, respectiv $\bar{x} \pm \frac{ts}{\sqrt{n}}$ se numesc *limite de încredere*, iar intervalele (1.112) și (1.113) se numesc *intervale de încredere*. Nivelul de încredere este probabilitatea ca într-un șir de măsurări eroarea aleatoare a unei măsurări individuale să nu depășească limitele intervalului de încredere. Mai exact, nivelul de încredere este probabilitatea ca eroarea aleatoare a unei măsurări individuale să nu depășească $\pm ts$, iar eroarea aleatoare a valorii medii să nu depășească $\pm \frac{ts}{\sqrt{n}}$.

Se observă (tabelul 1.6) că pentru un număr mic de măsurări valoarea parametrului t este mare, ceea ce înseamnă că la același nivel de încredere intervalul de încredere se lărgește dacă n scade. Pentru n foarte mare ($n>200$) corespondența dintre P și t devine identică cu cea de la distribuția normală.

În practica măsurărilor nivelul de încredere se alege după criteriul importanței rezultatului (de exemplu în funcție de consecințele posibile ale unui rezultat greșit). Astfel, în cazul măsurărilor curente se poate alege un nivel de încredere de 0,90 sau 0,95, iar la măsurările de mare importanță se poate lua 0,99. Utilizarea unui nivel de încredere foarte ridicat, de peste 0,99 — deși răspîndită în practica actuală a măsurărilor — nu este justificată decît în cazuri speciale. În continuare, evaluarea erorilor aleatoare se face în modul următor:

— Se calculează media rezultatelor individuale $\bar{x}$;

— Se calculează estimația s a erorii medii pătratice cu formula (1.110) și estimația $s_{\bar{x}}$ a erorii medii pătratice a valorii medii, cu formula (1.111).

— Se determină, din tabelul 1.6, valoarea factorului t corespunzătoare nivelului de încredere P și numărului de măsurări n.

— Se determină limitele de încredere $\pm ts$ și $\pm ts/\sqrt{n}$, prima reprezentînd incertitudinea aleatoare (eroarea aleatoare estimată a) unui rezultat individual, iar a doua incertitudinea aleatoare (eroarea aleatoare estimată a) valorii medii.

Trebuie observat că în practică survin situații cînd interesează fie incertitudinea aleatoare a valorii medii, fie incertitudinea aleatoare a unui rezultat individual. Astfel, atunci cînd se urmărește măsurarea valorii unei mărimi date cu o precizie cît mai bună, se pot face măsurări repetate pentru reducerea incertitudinii aleatoare. În aceste cazuri ca rezultat al măsurării se ia media rezultatelor individuale, iar incertitudinea aleatoare se estimează prin $ts/\sqrt{n}$ (de t ori eroarea medie pătratică a mediei). Așa se procedează la determinarea unei constante fizice, la măsurarea cu precizie a unei caracteristici tehnice importante, la etalonări etc.

În schimb, pentru caracterizarea unui aparat de măsurat, a unui procedeu de măsurare sau a unui sistem de măsurare etc., interesează incertitudinea aleatoare a unei singure măsurări și nu a valorii medii. În aceste cazuri trebuie să se predetermine eroarea posibilă a oricărei măsurări viitoare,

considerînd că măsurări repetate nu vor fi posibile sau justificate. În acest scop, incertitudinea aleatoare se estimează prin *ts* (de *t* ori eroarea medie pătratică a unui rezultat individual). În acest fel se procedează de exemplu, la stabilirea erorilor unui aparat de măsurat, la verificarea metrologică a aparatelor etc.

1.5.4. ERORI SISTEMATICE

Erorile sistematice ale unei măsurări, prin definiție, sînt neestimabile prin experimentul în sine. Pentru a evalua erorile sistematice este necesar să se apeleze fie la rezultatele altor măsurări, fie la date suplimentare privind aparatura folosită, condițiile măsurării etc. sau la aprecieri bazate pe alte experimente anterioare.

În principiu, erorile sistematice pot fi reduse folosind aparate de măsurat mai precise, metode de măsurare mai perfecționate, condiții de măsurare controlate mai riguros etc. În acest fel se pot determina corecții prin care se elimină erorile sistematice identificate. Aceasta ar însemna de fapt trecerea la un alt experiment. Practic însă se pune problema evaluării *erorilor sistematice neidentificate* (nedeterminate, reziduale), în cadrul experimentului dat, fără alte informații de măsurare obținute direct; în cele ce urmează, vor fi considerate numai erorile sistematice neidentificate.

În acest scop, singura cale rămîne cea analitică, prin aprecierea incertitudinilor sistematice pe care le poate introduce fiecare sursă posibilă de erori. Analiza poate fi condusă, conform celor arătate la § 1.5.2, după cele patru categorii de surse de erori, datorite: obiectului supus măsurării; aparatului de măsurat; interacțiunii aparat-obiect; influențelor exterioare. Pentru fiecare sursă posibilă, incertitudinea sistematică introdusă trebuie estimată ținînd seama de condițiile concrete ale experimentului. Este necesar să se cunoască toți parametrii obiectului supus măsurării, care pot influența măsurarea (de exemplu frecvența și forma unei tensiuni alternative, stabilitatea ei în timp etc.). Pentru estimarea incertitudinii sistematice a aparatului de măsurat, se ia ca bază eroarea tolerată a acestuia, conform cărții sale tehnice. Interacțiunea aparat-obiect se analizează pe schema concretă a circuitului de măsurare, ai cărui parametri trebuie precis cunoscuți. Evaluarea influențelor exterioare este uneori cea mai dificilă; ea necesită de cele mai multe ori utilizarea unor observații făcute cu ocazia altor experimente similare anterioare, sau considerații teoretice judicios aplicate.

Estimarea tuturor acestor incertitudini sistematice reclamă o bună cunoaștere a tehnicilor de măsurare, o analiză teoretică a fenomenelor care intervin și un minim de experiență din partea operatorului. Spre deosebire de erorile aleatoare, care pot fi estimate fără a se ține seama de natura concretă a măsurării, erorile sistematice sînt specifice fiecărei măsurări particulare și pot fi evaluate numai dacă se cunosc bine aparatura folosită și condițiile de măsurare.

După stabilirea surselor de erori și evaluarea incertitudinilor sistematice parțiale, ele urmează să fie compuse conform procedeelor descrise la § 1.5.5.

Caracterizarea erorilor sistematice. Atît timp cît eroarea sistematică (neidentificată) este doar apreciată, în sensul estimării unei incertitudini (a unui interval probabil în care se situează), ea poate fi privită ca realizarea unui eveniment, a cărui probabilitate este distribuită după o anumită lege. Într-adevăr, eroarea sistematică necunoscută, dar apreciată ca situată într-un anumit interval, poate avea orice valoare în interiorul acestui interval. În această lumină, eroarea sistematică poate fi caracterizată prin indicatori probabilistici, ca și eroarea aleatoare. Dificultatea constă în principal în aceea că acești indicatori nu pot fi determinați prin repetarea măsurării, ca în cazul erorilor aleatoare. Totuși, practica măsurărilor confirmă utilitatea unei asemenea abordări care, în lipsa altor posibilități, rămîne un mijloc simplu și eficace pentru estimarea erorilor sistematice.

Modul uzual de caracterizare a erorilor sistematice este prin indicarea limitelor $\pm a$ între care se apreciază că este situată valoarea erorii sistematice. Întrucît în interiorul acestor limite eroarea sistematică poate lua orice valoare, ea poate fi considerată ca echiprobabilă între $\pm a$. Aceasta este așa-numita *distribuție rectangulară* a probabilității erorii sistematice. Desigur, o asemenea ipoteză nu are o justificare riguroasă (și pot exista multe obiecții împotriva ei), dar poate fi acceptată pentru scopuri practice.

Eroarea medie pătratică, în cazul distribuției rectangulare, este dată de

$$\sigma = \frac{a}{\sqrt{3}}. \tag{1.114}$$

O altă posibilitate, recomandată pentru determinarea incertitudinilor sistematice parțiale, este estimarea directă a valorii lui σ pentru fiecare eroare parțială, fără considerarea vreunei legi de distribuție particulare a acestora[39].

Erori sistematice constante și erori sistematice variabile. Prin modificarea condițiilor de măsurare, erorile sistematice determinate de aceste condiții vor varia și ele. Repetînd măsurarea în condiții diferite, controlabile sau nu, se vor obține rezultate de asemenea diferite. În acest fel, erorile sistematice variabile pot fi determinate și excluse. Există două căi pentru evaluarea erorilor sistematice variabile: prin stabilirea corelației dintre eroare și factorul care o produce, sau prin aleatorizarea erorilor sistematice variabile.

Stabilirea corelației dintre eroare și factorul care o produce necesită un program sistematic de experimentări, care se poate aplica numai în cazul factorilor controlabili. De exemplu, pe această cale poate fi eliminată eroarea sistematică datorită variației temperaturii, a frecvenței, a poziției unui aparat de măsurat etc.

Aleatorizarea erorilor sistematice variabile este posibilă și în cazul factorilor necontrolabili. Acest procedeu constă în repetarea măsurărilor la momente necorelate cu modificarea factorilor de influență, astfel încît aceștia să ia valori întîmplătoare în momentele respective. Erorile sistematice care rezultă pot fi tratate ca erori aleatoare. Evident, măsurarea devine o operație complexă și uneori de lungă durată, fiind justificată numai în cazuri speciale.

1.5.5. COMPUNEREA INCERTITUDINILOR PARȚIALE

Compunerea sau combinarea incertitudinilor datorite unor surse diferite de erori este necesară în următoarele situații:

— în cazul măsurărilor indirecte, cînd rezultatul se calculează în funcție de mai multe valori măsurate, afectate de erori evaluate separat;

— dacă trebuie evaluată incertitudinea totală datorită unor surse de erori ale căror contribuții sînt apreciate în prealabil, separat.

Compunerea incertitudinilor aleatoare. Dacă o mărime x se determină în funcție de alte mărimi $x_1, x_2, ..., x_n$ măsurate separat, cu ajutorul relației

$$x = F(x_1, x_2, ..., x_n), \tag{1.115}$$

eroarea medie pătratică a mărimii x se exprimă în funcție de erorile medii pătratice ale mărimilor $x_1, x_2, ..., x_n$ cu formula

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial F}{\partial x_i}\right)^2 \sigma_i^2}, \tag{1.116}$$

în care: σ este eroarea medie pătratică a mărimii x; σ_i — erorile medii pătratice ale mărimilor x_i.

Această formulă este valabilă dacă mărimile $x_1, x_2, ... x_n$ sînt independente.

Cu aproximație suficient de bună, aceeași formulă poate fi folosită și pentru estimările erorilor medii pătratice

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial F}{\partial x_i}\right)^2 s_i^2}, \tag{1.117}$$

unde s este estimarea lui σ, iar s_i sînt estimările lui σ_i.

Compunerea erorilor aleatoare se reduce deci la calculul lui σ (sau s) cu formulele de mai sus, cunoscîndu-se erorile medii pătratice σ_i (sau estimările s_i) ale mărimilor parțiale x_i. Mai departe se pot aplica toate procedeele de prelucrare descrise la § 1.5.3.

Cazurile particulare cele mai frecvente sînt funcțiile F de forma sumă sau diferență, produs sau cît, putere sau radical.

În cazul funcției sumă sau diferență

$$x = x_1 \pm x_2, \tag{1.118}$$

formula (1.116) devine

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}. \tag{1.119}$$

În cazul funcției produs sau cît

$$x = x_1 x_2 \text{ sau } x = \frac{x_1}{x_2}, \tag{1.120}$$

formula pentru σ este

$$\frac{\sigma}{x} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_1}{x_1}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_2}{x_2}\right)^2}. \tag{1.121}$$

În cazul funcției putere sau radical

$$x = x_1^m, \tag{1.122}$$

formula este

$$\frac{\sigma}{x} = |m| \frac{\sigma_1}{x_1}. \tag{1.123}$$

De aici se pot deduce următoarele reguli practice pentru compunerea erorilor medii pătratice:

a. În cazul unei sume sau diferențe, erorile medii pătratice *absolute* se compun pătratic (radical din suma pătratelor), oricare ar fi numărul termenilor sumei;

b. În cazul unui produs sau cît, erorile medii pătratice *relative* se compun pătratic, oricare ar fi numărul factorilor;

c. În cazul unei puteri (cu exponent pozitiv sau negativ, întreg sau fracționar), eroarea medie pătratică *relativă* se înmulțește cu modulul exponentului.

Cazurile *b* și *c* sînt deosebit de importante în practică. Aici, prin eroare medie pătratică relativă se înțelege eroarea exprimată ca mărime relativă de forma σ/x. În calcule este comod ca eroarea medie pătratică relativă să fie exprimată în procente sau în părți pe milion.

Evident, regulile date sub *a*, *b*, *c* mai sus pot fi combinate între ele. Astfel, de exemplu pentru o funcție de forma

$$x = x_1^{m_1} x_2^{m_2} x_3^{m_3}, \tag{1.124}$$

eroarea medie pătratică este dată de formula

$$\frac{\sigma}{x} = \sqrt{m_1^2 \left(\frac{\sigma_1}{x_1}\right)^2 + m_2^2 \left(\frac{\sigma_2}{x_2}\right)^2 + m_3^2 \left(\frac{\sigma_3}{x_3}\right)^2}. \tag{1.125}$$

Dacă una din erorile aleatoare parțiale este predominantă, eroarea totală va fi determinată practic numai de aceasta. De exemplu, la compunerea a două erori aleatoare după formula (1.121), caracterizate prin $\sigma_2 = \sigma_1/2$, se obține $\sigma \approx 1{,}12\ \sigma_1$, deci contribuția lui σ_2 este de abia 12%. Rezultă că o eroare aleatoare care nu depășește jumătate din eroarea aleatoare predominantă poate fi neglijată.

Compunerea incertitudinilor sistematice. În cazul incertitudinilor sistematice (adică al celor estimate subiectiv, și nu prin repetarea măsurării), evaluarea incertitudinii totale pornind de la incertitudinile parțiale presupuse cunoscute, întîmpină dificultăți din cauza necunoașterii distribuției probabilității erorilor. Asocierea unei legi de distribuție rectangulare fiecăreia din erorile sistematice componente (§ 1.5.4.) sugerează aplicarea unei reguli de însumare liniară, care conduce la o eroare totală limită

$$a = \sum_{i=1}^{n} a_i, \tag{1.126}$$

unde $\pm a_i$ sînt limitele erorilor sistematice componente. O asemenea evaluare este însă exagerat de pesimistă, deoarece probabilitatea ca toate erorile parțiale să aibă același semn este redusă.

Pe de altă parte, dacă erorile sistematice provenite din surse de erori independente sînt privite ca întîmplătoare, așa cum s-a arătat la § 1.5.4., se impune o regulă de compunere pătratică, ca și în cazul erorilor aleatoare. Deși această regulă nu poate fi justificată riguros teoretic în cazul general, ea dă rezultate practice satisfăcătoare în majoritatea cazurilor.

Un procedeu posibil [37] este următorul. Erorile sistematice parțiale, presupuse avînd distribuții rectangulare cu limitele $\pm a_i$, pot fi caracterizate, conform relației (1.114), prin erorile medii pătratice

$$\sigma_i = \frac{a_i}{\sqrt{3}} \tag{1.127}$$

(sau, așa cum s-a arătat la § 1.5.4, valorile lui σ_i pot fi estimate direct).

Erorile medii pătratice σ_i astfel calculate se compun conform formulei generale (1.116):

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial F}{\partial x_i}\right) \sigma_i^2}. \tag{1.128}$$

În marea majoritate a cazurilor, erorile sistematice parțiale afectează factori multiplicativi ai rezultatului măsurării, astfel încît operînd cu valori relative ale erorilor (a_i, σ_i și σ exprimate în procente sau în părți pe milion), regula de compunere este

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} a_i^2}{3}}. \tag{1.129}$$

În cazurile în care nici una din erorile parțiale nu este predominantă, distribuția rezultantă se apropie, mai mult sau mai puțin, de o distribuție normală * și incertitudinea sistematică totală poate fi exprimată prin

$$\pm t\sigma = \pm t \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} a_i^2}{3}}, \tag{1.130}$$

unde t este factorul de multiplicare din tabelul 1.6, pentru valoarea aleasă a nivelului de încredere și $n = \infty$.

În cazurile în care una din erorile sistematice parțiale este predominantă, se poate întîmpla, în funcție și de nivelul de încredere adoptat, ca incertitudinea sistematică astfel estimată $t\sigma$ să fie mai mare decît suma ero-

* Oricare ar fi legea de distribuție a erorilor parțiale (în conformitate cu teorema limită centrală din calculul probabilităților).

rilor limită parțiale a_i. Evident că un asemenea rezultat nu poate fi acceptat. De aceea, înainte de a utiliza rezultatul dat de formula (1.130), trebuie verificată inegalitatea

$$t\sigma < \sum_{i=1}^{n} a_i, \tag{1.131}$$

sau

$$t\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} a_i^2}{3}} < \sum_{i=1}^{n} a_i. \tag{1.132}$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, termenul predominant din suma Σa_i trebuie extras și însumat liniar cu rezultanta celorlalți termeni. Incertitudinea sistematică estimată va fi în acest caz

$$\pm\left(a_1 + t\sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{n} a_i^2}{3}}\right), \tag{1.133}$$

unde s-a presupus că a_1 este predominant față de a_2, a_3 ....a_n.

Compunerea incertitudinii aleatoare cu incertitudinea sistematică. Pentru prezentarea cît mai compactă a incertitudinii de măsurare, în multe cazuri practice este necesar ca rezultatul măsurării să fie încadrat între două limite probabile, încît incertitudinea astfel exprimată să includă efectul tuturor erorilor de măsurare, și al celor aleatoare și al celor sistematice.

Compunerea incertitudinii aleatoare cu incertitudinea sistematică constituie o problemă controversată. Obiecția principală este aceea că erorile aleatoare și erorile sistematice fiind de naturi diferite, compunerea lor nu ar fi justificată. Alți autori recomandă doar compunerea erorilor limită, mai precis însumarea liniară a erorilor aleatoare estimate cu nivel de încredere înalt (3σ) cu eroarea sistematică maximă posibilă (erorile limită parțiale însumate liniar). În acest fel, se obține o eroare totală în general mult mai mare decît cea de așteptat.

Practica metrologică arată că sînt posibile procedee mai realiste, care conduc la evaluări în general acceptabile și utile.

Calea cea mai simplă este aceea a compunerii pătratice, justificată prin aceea că ambele erori au fost tratate ca provenind din surse de erori independente și caracterizate prin erori medii pătratice parțiale. În acest fel, incertitudinea totală se exprimă prin

$$\pm e = \pm\sqrt{\varepsilon^2 + \delta^2} \tag{1.134}$$

unde: e este incertitudinea totală a măsurării; ε — incertitudinea sistematică; δ — incertitudinea aleatoare. Estimările lui ε și δ trebuie să fie făcute cu același nivel de încredere.

Există și procedee mai elaborate, care redau mai bine efectul unei eventuale erori parțiale predominante [33]. Se recomandă de asemenea, în locul compunerii incertitudinilor, să fie compuse mai întîi erorile medii pătratice parțiale și abia după aceea să se treacă la incertitudinea totală [38].

1.5.6. PRELUCRAREA ȘI PREZENTAREA REZULTATELOR MĂSURĂRII

În practica măsurărilor electrice se pot distinge mai multe cazuri care intervin frecvent: măsurări curente, de precizie medie sau redusă, în care predomină erorile sistematice; măsurări afectate de erori aleatoare importante; măsurări de precizie ridicată, etalonări etc.

Măsurări curente, cu erori sistematice predominante. Acesta este cazul marii majorități a măsurărilor electrice, cu aparate indicatoare analogice sau digitale, prin metode diferențiale sau de zero etc., asupra unor obiecte avînd parametrii suficient de stabili. Deși eroarea aleatoare este neglijabilă, este recomandabil ca măsurarea să fie executată de două ori, pentru o verificare suplimentară a stabilității ansamblului de măsurare, precum și pentru detectarea unei eventuale greșeli de măsurare.

De regulă, incertitudinea aparatului de măsurat este predominantă. Aceasta este specificată pentru fiecare aparat, sub forma erorii limită tolerate. Se va verifica existența eventuală a unor erori de interacțiune sau datorite influențelor exterioare.

Rezultatul măsurării se dă sub forma

$$x = x_m \pm \varepsilon, \tag{1.135}$$

unde x_m este valoarea măsurată, iar $\pm\ \varepsilon$ este incertitudinea estimată (exprimată ca eroare absolută sau ca eroare relativă). Incertitudinea $\pm\ \varepsilon$ corespunzînd unei erori limită (eroarea aparatului), ea este dată cu un nivel de încredere suficient de înalt (în general dacă nivelul de încredere nu este menționat, se consideră că eroarea consemnată este o eroare limită).

Măsurări curente, cu erori aleatoare importante. În măsurările electrice în care se constată erori aleatoare importante, acestea sînt deseori erori de model datorite în principal fluctuațiilor valorii măsurandului. Exemple de asemenea măsurări sînt: măsurarea rezistenței de contact (a unui comutator, a unui releu etc.); măsurarea rezistivității unui material neomogen; determinarea capacității unui acumulator; măsurarea rezistenței de izolație a unui izolator; măsurarea intensității cîmpului radioelectric (sau a unor perturbații radioelectrice). În toate aceste cazuri este necesar să se execute cel puțin 4—5 măsurări repetate, după care se aplică metodologia de estimare a incertitudinii aleatoare indicată la § 1.5.3. Nivelul de încredere poate fi ales $P = 0{,}95$. Dacă incertitudinea sistematică este neglijabilă, rezultatul se exprimă sub forma

$$x = \bar{x} \pm \delta, \tag{1.136}$$

cu specificarea nivelului de încredere asociat.

Măsurări de mare precizie, etalonări. În acest caz trebuie contat pe prezența atît a erorilor aleatoare, cît și a celor sistematice. Procedeul general de urmat este cel descris mai jos (care poate fi simplificat în mod corespunzător, dacă fie erorile aleatoare, fie cele sistematice sînt predominante).

— Se execută un număr de 5—10 măsurări (dacă se știe dinainte că $\delta \ll \varepsilon$, se execută numai două măsurări și în continuare nu se mai determină δ).

— Se calculează media $\bar{x}$ a rezultatelor.

— Se calculează estimația s aerorii medii pătratice, cu formula (1.123).

— Se alege nivelul de încredere (în general, se poate alege $P = 0{,}95$ sau $P = 0{,}99$).

— Se determină factorul t din tabelul 1.6, în funcție de P și n.

— Se calculează eroarea aleatoare estimată $\delta = ts/\sqrt{n}$.

— Se evaluează fiecare incertitudine sistematică parțială, conform § 1.5.4, estimîndu-se limitele $\pm a_i$ și se calculează erorile medii pătratice corespunzătoare σ_i (sau se evaluează direct σ_i).

— Se face compunerea incertitudinilor sistematice parțiale, folosind formulele (1.126)—(1.133) de la § 1.5.5, cu același nivel de încredere P, obținîndu-se incertitudinea sistematică totală ε.

— Se calculează incertitudinea totală cu formula (1.134).

Rezultatul măsurării se exprimă sub forma

$$x = \bar{x} \pm e, \tag{1.137}$$

unde e poate fi dat ca eroare absolută sau ca eroare relativă. În general este comod ca toate erorile să fie exprimate ca erori relative; în acest caz mărimile s, δ, a_i, ε și e vor fi exprimate în procente sau în părți pe milion.

Rezultatul trebuie însoțit de specificarea nivelului de încredere. În funcție de importanța măsurării și de destinatarul rezultatului, se mai pot specifica următoarele:

— incertitudinea sistematică și incertitudinea aleatoare, separat;

— numărul de măsurări repetate efectuate;

— principalele surse de erori sistematice luate în considerare și incertitudinile sistematice parțiale estimate;

— modul în care au fost efectuate prelucrarea rezultatelor și evaluarea erorilor.

În cele ce urmează sînt date cîteva exemple de evaluare a erorilor unor măsurări electrice.

Măsurarea tensiunii Zener a unei diode de referință. Se cere să se măsoare, cu precizie de cel puțin 0,05%, tensiunea Zener a unei diode de referință, la un curent $I = 5$ mA prin diodă. Tensiunea Zener de măsurat este în intervalul $U_z = 8{,}2-8{,}8$ V, iar rezistența dinamică a diodei este $R_d < 15\Omega$. Pentru măsurare se folosește un voltmetru digital pe scara $U_{max} = 10$ V, cu eroarea tolerată dată de $0{,}01\,(1 + U_{max}/U)\%$, și un miliampermetru analogic de clasă de precizie 0,2 pe scara de 10 mA. Sursa de curent are o instabilitate neglijabilă.

— Se apreciază că eroarea aleatoare este mică față de eroarea sistematică. Se verifică acest lucru, efectuîndu-se două măsurări care dau același rezultat: $U = 8{,}643$ V.

— Incertitudinea sistematică predominantă este cea a voltmetrului digital: $0{,}01\,(1 + 10/8{,}643) \approx 0{,}022\%$. Eroarea posibilă de măsurare a curentului (0,4%), $\Delta I = 0{,}004 \cdot 5 = 0{,}02$ mA produce o eroare de măsurare a tensiunii de cel mult $R_d \cdot \Delta I = 15 \cdot 0{,}02 = 0{,}3$ mV adică circa 0,0035%, deci neglijabilă. Alte erori sistematice (datorite rezistenței de intrare a voltmetrului, tensiunilor parazite etc.) pot fi și ele considerate neglijabile. Se obține deci $\varepsilon = 0{,}022\%$.

— Rezultatul măsurării va fi prezentat sub forma $U = 8{,}643 \pm 0{,}002$ V.

Măsurarea rezistenței de contact a unui comutator. Se măsoară rezistența între contactele unui comutator, prin metoda ampermetru-voltmetru, folosind un ampermetru de clasă de precizie 0,5 pe scara de 1 A și un voltmetru digital cu erori neglijabile. Curentul de măsurare este 1 A.

— Se execută $n = 5$ măsurări. Rezultatele obținute sînt următoarele:
0,28; 0,30; 0,24; 0,27; 0,32 mΩ.
— Valoarea medie este 0,282 mΩ.
— Estimația erorii medii pătratice este $s = 0{,}0303$ mΩ.
— Se alege nivelul de încredere $P = 0{,}95$.
— Din tabelul 1.6, pentru $P = 0{,}95$ și $n = 5$ rezultă $t = 2{,}78$.
— Eroarea aleatoare estimată rezultă $\delta = ts/\sqrt{n} = 0{,}0376$ mΩ.
— Singura incertitudine sistematică semnificativă este cea datorită ampermetrului, de $\pm 0{,}5\%$, adică $\pm 0{,}005 \cdot 0{,}282 = \pm 0{,}0014$ mΩ, neglijabilă față de δ.
— Rezultatul măsurării este

$$R = 0{,}28 \pm 0{,}04 \text{ mΩ},$$

cu un nivel de încredere de 0,95, incertitudinea fiind practic datorită numai nerepetabilității rezistenței de contact la comutări succesive.

Etalonarea unui condensator etalon. Pentru etalonarea unui condensator cu valoarea nominală a capacității 100 000 pF, se aplică o metodă de substituție, folosind un condensator etalon ca referință și o punte cu transformator ca aparat de comparație.

— Se execută $n = 8$ măsurări. Rezultatele obținute sînt următoarele: 99995,7; 99995,6; 99996,5; 99996,9; 99996,0; 99996,2; 99997,0; 99995,7 pF.
— Valoarea medie este 99996,2 pF.
— Estimația erorii medii pătratice este $s = 5{,}5$ ppm.
— Se alege nivelul de încredere $P = 0{,}95$.
— Din tabelul 1.6, pentru $P = 0{,}95$ și $n = 8$ se obține $t = 2{,}36$.
— Eroarea aleatoare estimată rezultă $\delta = ts/\sqrt{n} = 4{,}6$ ppm.
— Incertitudinile sistematice parțiale se estimează prin limitele distribuției rectangulare a_i, după cum urmează:

Datorită obiectului supus măsurării:

Instabilitatea de scurtă durată a capacității	4 ppm
Datorită aparaturii de măsurat:	
Valoarea capacității condensatorului etalon (conform certificatului)	5 ppm
Instabilitatea capacității condensatorului etalon (între două etalonări)	10 ppm
Puntea de măsurare	2 ppm
Datorită interacțiunii aparat-obiect:	
Influența conexiunii punte-condensator	1 ppm
Datorită influențelor exterioare:	
Efectul temperaturii ambiante	4 ppm
Suma aritmetică	26 ppm

— Conform celor arătate la § 1.5.5, se determină erorile medii pătratice corespunzătoare incertitudinilor sistematice parțiale. Valoarea găsită este

$$\sigma = \sqrt{\frac{\Sigma a_i^2}{3}} = 7{,}35 \text{ ppm}.$$

— Pentru $P = 0{,}95$ și $n = \infty$ se găsește în tabelul 1.6, $t = 1{,}96$.
— Incertitudinea sistematică estimată este

$$\pm\varepsilon = \pm t\sigma = \pm 14{,}4 \text{ ppm}.$$

— Se verifică inegalitatea (1.131) (14,4 ppm < 26 ppm).
— Eroarea globală estimată este

$$\pm e = \pm \sqrt{\varepsilon^2 + \delta^2} = \pm 15{,}1 \text{ ppm},$$

ceea ce corespunde la $\pm 1{,}5$ pF.

— Rezultatul etalonării se exprimă sub forma

$$C = 99996{,}2 \pm 1{,}5 \text{ pF},$$

cu un nivel de încredere 0,95.

Pentru comparație, la un nivel de încredere de 0,99 incertitudinea totală ar rezulta de 20 ppm. Prin însumarea liniară a erorii aleatoare limită (pentru $P = 0{,}997$) cu eroarea sistematică limită (Σa_i) s-ar obține o eroare totală de 35 ppm. Se observă că acest din urmă procedeu conduce la o supraestimare considerabilă a incertitudinii măsurării (± 35 ppm față de $\pm$ 15 ppm).

1.5.7. INTERPRETAREA INFORMAȚIONALĂ A ERORILOR DE MĂSURARE

Aplicarea unor noțiuni ale teoriei informației permite o interpretare intuitivă și o fundamentare logică a principalelor propoziții din teoria erorilor de măsurare. Teoria informațională a erorilor de măsurare nu este încă larg acceptată în practică. De aceea, în cele ce urmează vor fi expuse numai cîteva elemente de bază ale acestei teorii.

Teoria informației, elaborată de Shannon, este bazată pe definirea cantității de informație, pornind de la următoarele considerații. Se presupune că se pune o întrebare Q, la care există un număr de răspunsuri posibile, fără să se cunoască care din ele este corect. Se notează prin X ceea ce se cunoaște despre Q (de exemplu, Q poate fi întrebarea „Care număr va fi cîștigător la ruletă?", iar X însumează toate cunoștințele anterioare cu privire la construcția ruletei, funcționarea ei etc.). Pe baza lui X se poate atribui o probabilitate p fiecărui răspuns posibil. Valorile lui p pentru fiecare răspuns vor fi cuprinse între 0 și 1, astfel încît $p = 0$ înseamnă eveniment imposibil, iar $p = 1$ înseamnă eveniment cert. Gradul de cunoștințe despre sistemul în discuție poate fi caracterizat prin *entropia informațională*

$$S\left(\frac{Q}{X}\right) = -K\Sigma p_i \ln p_i, \tag{1.138}$$

unde p_i sînt probabilitățile fiecărui răspuns posibil la întrebarea Q; simbolul X caracterizează cunoștințele despre Q; suma Σ se extinde asupra tuturor răspunsurilor posibile. Factorul adimensional K determină unitatea de măsură. Dacă $K = 1/\ln 2$, entropia se măsoară în bit. Evident $\Sigma p_i = 1$.

O justificare a expresiei (1.138) pentru entropia informațională este următoarea: în cazul a n stări posibile, echiprobabile, fiecare stare poate avea loc cu o probabilitate $1/n$; mărimea

$$S = \ln n \tag{1.139}$$

este o măsură a nedeterminării sistemului, care se bucură de proprietatea importantă de adivitate (în sensul că dacă sînt date două probleme, cu n_1 respectiv n_2 soluții echiprobabile, numărul total de cazuri posibile este $n = n_1 n_2$, iar entropia totală este $S = S_1 + S_2$; pentru rezolvarea concomitentă a celor două probleme este deci nevoie de *suma* cantităților de informație necesare rezolvării problemelor parțiale, ceea ce este rezonabil). Este firesc să se considere că fiecare stare particulară a sistemului contribuie la acest grad de nedeterminare cu cantitatea

$$\frac{1}{n}\ln n = -\frac{1}{n}\ln\frac{1}{n}. \tag{1.140}$$

Dacă probabilitățile celor n stări posibile nu sînt egale, va trebui să se înlocuiască probabilitatea $1/n$ prin probabilitățile $p_1, p_2, \ldots p_n$ ale fiecărei stări, și astfel contribuția stării i devine

$$-p_i \ln p_i. \tag{1.141}$$

Prin însumare, se obține expresia (1.138) a entropiei informaționale.

Entropia informațională este o măsură a gradului de nedeterminare a unui sistem, sau a gradului de incertitudine în cunoașterea sistemului. Cu cît se știe mai puțin despre sistem, cu atît entropia este mai mare. Dacă unuia din răspunsurile posibile i se atribuie $p = 1$ (și astfel $p = 0$ pentru toate celelalte răspunsuri), entropia este nulă: cunoscîndu-se deci răspunsul corect, nu există incertitudine. Dacă, în schimb, toate probabilitățile p sînt egale, entropia este maximă; aceasta înseamnă că nu există nici o preferință pentru vreunul din răspunsuri, deci incertitudinea este maximă. În acest caz, al probabilităților egale, nedeterminarea și deci entropia sînt cu atît mai mari, cu cît numărul n de stări posibile este mai mare.

Atunci cînd se obține o informație despre un sistem, gradul lui de nedeterminare (incertitudine) va scădea. Astfel, în urma acestei informații, se pot atribui noi probabilități p'_i diferitelor răspunsuri. Dacă entropia calculată pe baza noilor cunoștințe X' despre sistem, corespunzătoare probabilităților p'_i, este mai mică decît entropia inițială, corespunzătoare lui X' și p_i, se recepționează o informație; cantitatea de informație primită este, prin definiție, diferența celor două entropii:

$$I = S\left(\frac{Q}{X}\right) - S\left(\frac{Q}{X'}\right). \tag{1.142}$$

Rezultă că informația este determinată de cele două legi de distribuție a probabilităților inițiale p_i și finale p'_i. Cu cît este mai neuniformă curba de distribuție finală a probabilităților, față de cea inițială (ceea ce înseamnă că anumite evenimente devin mult mai probabile decît altele), cu atît este mai mare cantitatea de informație primită. Un caz particular important este acela în care curba finală a probabilităților are un singur maximum (probabilitățile sînt *concentrate* în jurul unui anumit eveniment); în acest caz, cu cît curba finală este mai ascuțită, cu atît informația este mai mare (acest lucru poate fi ilustrat pe următorul exemplu: a stabili soluția corectă din 1000 soluții posibile necesită o cantitate de informație mai mare decît din numai 100 soluții posibile).

Deși teoria informației a fost creată pentru caracterizarea sistemelor de comunicații, ea are o aplicabilitate mult mai largă. Astfel, orice sistem de măsurare poate fi asimilat cu un sistem de comunicație, în care se pot distinge emițătorul (traductor, element sensibil, circuit de intrare etc.) canalul de comunicație (amplificator, modulator, detector, linie etc.) și receptorul (aparat de ieșire, înregistrator, operator uman etc.). În comunicații transmiterea unui mesaj înseamnă precizarea uneia din mai multe variante posibile (de exemplu, transmiterea unei litere în codul Morse înseamnă fixarea uneia din cele 27 litere ale alfabetului). Tot așa, în măsurări, obținerea rezultatului înseamnă stabilirea valorii mărimii de măsurat, dintr-un număr de valori posibile (și necunoscute apriori). În ambele cazuri, operația de comunicare, respectiv de măsurare reclamă vehicularea unei cantități de informație. În cazul măsurărilor, această informație este numită *informație de măsurare*.

Un atribut important al informației de măsurare este faptul că poate caracteriza precizia (respectiv eroarea) măsurării. Intuitiv este evident că la o măsurare mai precisă se obține o cantitate mai mare de informație. Bazat pe exemplul precedent, se poate justifica această propoziție în modul următor: se presupune că o riglă A de 1 m este gradată în 1 000 diviziuni (milimetri), iar altă riglă B de aceeași lungime este gradată în numai 100 diviziuni (centimetri); măsurînd diferite lungimi cu rigla A, se pot obține 1 000 rezultate diferite, pe cînd cu rigla B se pot obține doar 100 rezultate diferite. Măsurarea cu rigla A este deci echivalentă cu fixarea a unei posibilități din 1 000, iar cu rigla B a unei posibilități din 100. Așa cum s-a arătat, cantitatea de informație obținută în primul caz este mai mare.

În teoria informațională a măsurărilor, informația de măsurare se determină de obicei în modul următor: se consideră că înainte de efectuarea măsurării valoarea mărimii de măsurat poate avea orice valoare, cu anumită probabilitate, în interiorul intervalului de măsurare; după efectuarea măsurării, se obține valoarea dorită, cu o probabilitate care este distribuită în lungul aceluiași interval de măsurare, după legea de distribuție a erorilor, caracteristică procesului de măsurare dat. Informația de măsurare este dată de

$$I = -\int_{x_1}^{x_2} p_0(x) \ln p_0(x)\, dx + \int_{x_1}^{x_2} p(x) \ln p(x)\, dx, \qquad (1.143)$$

unde: x este valoarea mărimii de măsurat; $p_0(x)$ — probabilitatea ca mărimea de măsurat să aibă valoarea x, înainte de măsurare; $p(x)$ — aceeași probabilitate, după măsurare; x_1, x_2 — limitele intervalului de măsurare.

Probabilitatea $p_0(x)$ se consideră de obicei constantă*.

Distribuția $p(x)$ poate fi considerată independentă de $p_0(x)$. Ea este legată direct de eroarea de măsurare, fiind identică cu *curba erorilor* analizată la § 1.5.3 — 1.5.5.

Din punctul de vedere al teoriei informației, măsurarea poate fi deci privită ca operația de alegere a intervalului îngust în care se află valoarea măsurandului, din intervalul larg al valorilor posibile, în limitele de măsurare ale aparatului.

Admițînd că densitatea de probabilitate inițială $p_0(x)$ este constantă, deci valoarea x a mărimii de măsurat se poate găsi, cu egală probabilitate, oriunde în intervalul de măsurare x_1, x_2, rezultă

$$p_0(x) = \frac{1}{x_2 - x_1}. \qquad (1.144)$$

Se presupune, de asemenea, că eroarea de măsurare este distribuită cu egală probabilitate în intervalul $\pm\Delta$ în jurul valorii măsurate x (fig. 1.34):

$$p(x) = \frac{1}{2\Delta}. \qquad (1.145)$$

Informația de măsurare, calculată cu formula (1.143), devine

$$I = -\int_{x_1}^{x_2} \frac{1}{x_2 - x_1} \ln \frac{1}{x_2 - x_1}\, dx + \int_{\Delta}^{-\Delta} \frac{1}{2\Delta} \ln \frac{1}{2\Delta}\, dx = \ln \frac{x_2 - x_1}{2\Delta}. \qquad (1.146)$$

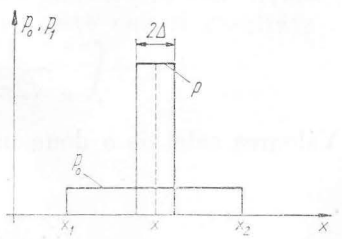


Fig. 1.34. Eroare cu distribuție echiprobabilă.

* Există și abordări care pleacă de la ipoteza unei distribuții neechiprobabile a valorii x a mărimii de măsurat. În practică, survin situații cînd probabilitatea lui x este evident neuniformă; de exemplu, tensiunea rețelei are o valoare cuprinsă cu mare probabilitate între 180 și 240 V, și cu o foarte mică probabilitate în afara acestui interval.

Se regăsește astfel, un rezultat care putea fi obținut și printr-un raționament direct. Într-adevăr, intervalul de măsurare $x_2 - x_1$ poate fi împărțit într-un număr de $(x_2 - x_1)/2\Delta$ *benzi* în interiorul cărora rezultatul nu poate fi precizat; cu alte cuvinte, măsurarea poate da un număr $n = (x_2 - x_1)/2\Delta$ rezultate distincte, acesta fiind numărul de răspunsuri posibile, la întrebarea: care este rezultatul măsurării? După cum s-a arătat, în cazul a n posibilități echiprobabile, entropia inițială este $\ln n$, iar entropia finală (după precizarea rezultatului) este zero, deci informația primită este egală cu $\ln n$.

Pentru un aparat electric indicator, raportul

$$\gamma = \frac{\Delta}{x_2 - x_1} \cdot 100\% \tag{1.147}$$

reprezintă eroarea raportată maximă exprimată în procente (clasa de precizie). Cantitatea de informație furnizată de aparat poate fi scrisă astfel:

$$I = \ln \frac{100}{2\gamma} \tag{1.148}$$

Din această formulă rezultă legătura directă dintre cantitatea de informație furnizată de aparatul de măsurat și clasa sa de precizie.

Este interesant de comparat eroarea corespunzătoare distribuției rectangulare (cu limitele $\pm\Delta$) cu eroarea care rezultă în ipoteza altor tipuri de distribuții, drept criteriu de comparație servind cantitatea de informație obținută. De exemplu, în cazul distribuției normale

$$p = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left(\frac{x}{2\sigma}\right)^2} \tag{1.149}$$

cantitatea de informație, dată de diferența dintre entropia inițială și cea finală, este

$$I = -\int_{x_2}^{x_1} \frac{1}{x_2 - x_1} \ln \frac{1}{x_2 - x_1} dx + \\ + \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left(\frac{x}{2\sigma}\right)^2} \ln \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left(\frac{x}{2\sigma}\right)^2} \right] dx. \tag{1.150}$$

Valoarea celei de a doua integrale este $-\ln(\sqrt{2\pi e}\cdot\sigma)$. Rezultă

$$I = \ln \frac{x_2 - x_1}{\sqrt{2\pi e}\cdot\sigma}. \tag{1.151}$$

Din condiția ca informația corespunzătoare distribuției normale, caracterizată prin eroarea medie pătratică σ, să fie egală cu informația în cazul distribuției rectangulare, caracterizată prin limitele $\pm\Delta$:

$$\ln \frac{x_2 - x_1}{\sqrt{2\pi e}\cdot\sigma} = \ln \frac{x_2 - x_1}{2\Delta}, \tag{1.152}$$

rezultă

$$\Delta = \sqrt{\frac{\pi e}{2}} \cdot \sigma = 2{,}07\,\sigma. \tag{1.153}$$

Se poate arăta că, în general

$$\Delta = K\sigma, \tag{1.154}$$

unde K este un factor care depinde de legea de distribuție a erorilor. Valoarea sa este maximă în cazul distribuției normale ($K = 2{,}07$), putînd lua valori oricît de mici în cazul distribuțiilor mult diferite de cea normală. Pentru distribuția rectangulară se poate arăta ușor că $K = \sqrt{3} = 1{,}73$. Practica arată că marea majoritate a legilor de distribuție a erorilor de măsurare se situează între distribuția normală și cea rectangulară. Aceasta înseamnă că pentru K se pot lua valori între 1,73 și 2,07. Practic, valoarea

$$K = 2$$

poate fi considerată acoperitoare pentru aproape toate tipurile de distribuții întîlnite curent în măsurări.

Mărimea Δ poate fi numită *eroare entropică* [40]. Ea poate fi privită, cu suficientă siguranță din punct de vedere practic, ca eroare limită a unui proces de măsurare. Această afirmație este justificată prin considerente bazate pe teoria informației.

Statistic vorbind, numai 1 din 22 de rezultate ale unor măsurări repetate vor fi însoțite de erori care depășesc $\Delta = 2\sigma$; în cazul distribuțiilor nenormale, incidența acestor erori este și mai mică. De aici se vede coincidența foarte bună a unor concluzii obținute pe căi cu totul diferite, teoria informației, respectiv teoria probabilistică a erorilor. Tratarea informațională are însă unele avantaje, printre care o mai mare universalitate (de exemplu, există legi de distribuție, cum este distribuția Cauchy, pentru care eroarea medie pătratică nu poate fi calculată, deoarece integrala corespunzătoare este divergentă; formulele teoriei informației dau însă și în aceste cazuri rezultate corecte).

BIBLIOGRAFIE

1. **Bassiére, M.** și **Gaignebet E.**, *Métrologie générale*. Paris, Dunod, 1966.
2. **Karandeev, K. B.** *Spețialnie metodi elektriceskih izmerenii*. Moskva, Gosenergoizdat, 1963.
3. **Millea, A.** *Raportul optim de comparare în cazul unui șir de etaloane de valori diferite*. În: Metrologia aplicată, vol. 16, nr. 12, 1969, p. 568—569.
4. **Millea, A.** *Asupra utilizării metodelor de raport în măsurările electrice de mare precizie*: Lucrarea VII — 12, A doua conferință a electricienilor, București, sept. 1969.

2. MĂSURAREA TENSIUNII ȘI CURENTULUI CONTINUU

Tensiunea continuă și curentul continuu sînt mărimi a căror măsurare este necesară atît în sisteme de transmitere a energiei electrice (domeniul curenților tari), cît și în cele de transmitere a informației pe suport electric (domeniul curenților slabi). În instalații fixe, aparate electrice, în special din domeniul electroenergeticii, măsurarea tensiunii și a curentului se întîlnesc cu ponderi aproximativ egale. În schimb, în montaje de laborator, precum și în sistemele simple sau complexe de automatizare, măsurarea centralizată, telecomunicații, în exploatarea și întreținerea aparaturii electronice etc. tensiunea este mult mai frecvent măsurată decît curentul. Motivul este în primul rînd, de ordin practic: pentru măsurarea tensiunii este suficient să se conecteze voltmetrul între două puncte ale circuitului, pe cînd măsurarea curentului necesită întreruperea circuitului și intercalarea ampermetrului*.

2.1. ERORI DE MĂSURARE A TENSIUNII CONTINUE

Pe lîngă erorile datorite aparatului de măsurat propriu-zis, specifice fiecărui tip de aparat, prezintă o importanță deosebită erorile datorite unor perturbații exterioare și erorile datorite interacțiunii dintre aparatul de măsurat și sursa tensiunii măsurate.

2.1.1. ERORI DATORITE PERTURBAȚIILOR EXTERIOARE

Aceste erori sînt importante îndeosebi la măsurarea tensiunilor mici. Ele sînt determinate de apariția în circuitul de măsurare a unor tensiuni parazite (străine), produse de cîmpuri electrice sau magnetice exterioare, perturbații provenite de la rețea, tensiuni termoelectrice, puncte de legare

* Excepție fac ampermetrele-clește (§ 2.7.3).

la pămînt neechipotențiale etc. Tensiunile parazite pot fi continue sau alternative; cele continue falsifică direct măsurarea, pe cînd cele alternative au o influență indirectă, care depinde de tipul aparatului de măsurat.

După modul în care acționează tensiunea perturbatoare în raport cu aparatul de măsurat, se deosebesc:

— perturbații serie;

— perturbații de mod comun.

Tensiunile perturbatoare serie apar direct între bornele de măsurare a tensiunii U_x, pe cînd tensiunile perturbatoare de mod comun apar între oricare bornă de măsurare și un punct de referință, de obicei punctul de masă (carcasa aparatelor) sau pămîntul (fig. 2.1). Acțiunea perturbațiilor serie este

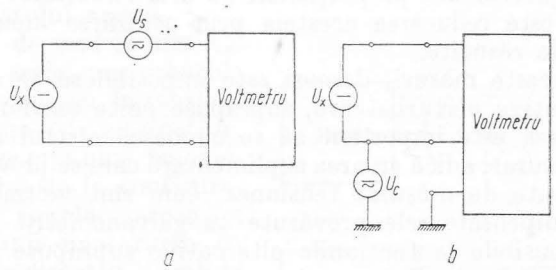


Fig. 2.1. Tensiuni perturbatoare la măsurarea tensiunii continue:
a — perturbații serie; *b* — perturbații de mod comun.

evidentă, ele introducînd tensiuni străine care se suprapun peste tensiunea de măsurat. Perturbațiile de mod comun produc, în funcție de unele caracteristici ale voltmetrului și ale sursei de tensiune, de asemenea tensiuni perturbatoare serie echivalente.

Perturbații serie. Există două categorii de tensiuni perturbatoare serie: tensiuni continue și tensiuni alternative. Acestea din urmă prezintă importanță la măsurări cu voltmetre electronice sau chiar cu compensatoare, dacă se folosesc indicatoare de nul de c.c. electronice, deoarece toate aceste aparate electronice (deși construite pentru funcționare în c.c.) sînt într-o măsură oarecare sensibile și la tensiuni alternative.

Tensiunile perturbatoare continue deranjează măsurarea numai dacă se modifică în timp. Într-adevăr, la orice măsurare de tensiuni mici, se poate efectua o verificare a zeroului sau o aducere la zero a aparatului, ceea ce compensează orice tensiune perturbatoare existentă în circuit. Dacă însă tensiunea perturbatoare variază în timp, efectul ei este greu sau chiar imposibil de eliminat. Asemenea tensiuni perturbatoare se produc în special datorită modificării temperaturii ambiante, în prezența metalelor diferite în lungul circuitului de măsurare, prin efect termoelectric. Există însă și alte cauze care dau naștere unor tensiuni continue perturbatoare (§ 2.6.1). Ordinul lor de mărime, dacă nu se iau precauții speciale, este de cîțiva microvolți sau uneori cîteva zeci de microvolți, ceea ce înseamnă că ele trebuie luate în considerare atunci cînd se măsoară tensiuni mici (milivolți) sau cînd este necesară obținerea unei precizii foarte ridicate a măsurării.

Tensiunile perturbatoare alternative sînt în cele mai multe cazuri tensiuni de 50 Hz, care fie apar datorită cuplajelor electrice sau magnetice cu circuite diferite alimentate de la rețea, fie provin uneori chiar de la sursa care produce tensiunea de măsurat (de exemplu cînd se măsoară o tensiune redresată insuficient filtrată). În cazul circuitelor de rezistență mare predomină efectul cuplajelor capacitive, tensiunile alternative produse putînd ajunge la ordinul a cîțiva volți. Ele pot fi evitate prin ecranarea electrostatică completă a circuitului. În cazul circuitelor de rezistență mică este predominant de obicei efectul cuplajelor magnetice; în acest caz, tensiunile induse nu depășesc de regulă cîțiva milivolți (ele pot fi totuși supărătoare, dacă tensiunea continuă măsurată este și ea mică). Întrucît tensiunile induse prin cuplaje magnetice sînt proporționale cu aria circuitului indus, remediul cel mai simplu este reducerea acesteia prin utilizarea montajelor bifilare, eventual cu firele răsucite.

Cu toate aceste măsuri, deseori este imposibil să se elimine complet tensiunile alternative perturbatoare, suprapuse peste tensiunea continuă de măsurat. De aceea este important să se cunoască efectul acestora asupra aparatului de măsurat, adică eroarea suplimentară care se produce în acest fel.

Unele aparate de măsurat tensiunea, cum sînt voltmetrele magnetoelectrice sau compensatoarele prevăzute cu galvanometru magnetoelectric, sînt practic insensibile la tensiunile alternative suprapuse peste tensiunea continuă de măsurat. Aceste aparate vor măsura, în orice situație, exact valoarea medie a tensiunii U_x, oricare ar fi variația ei în timp (evident, cu condiția ca aceasta să nu conțină componente alternative foarte lent variabile). În schimb, toate aparatele electronice de măsurat tensiunea (voltmetre electronice analogice sau digitale, voltmetre diferențiale, milivoltmetre, electrometre electronice etc.) prezintă erori de măsurare atunci cînd tensiunea continuă de măsurat este însoțită de o tensiune alternativă suprapusă. Cauza principală a acestui fapt rezidă în neliniaritatea caracteristicilor amplificatoarelor și ale altor etaje componente, care capătă astfel proprietăți de *redresare* și au tendința de a genera o tensiune continuă suplimentară la aplicarea unei tensiuni alternative. La diferitele tipuri de voltmetre electronice de c.c. se iau măsuri speciale, prin proiectare corespunzătoare, pentru reducerea acestui efect.

Proprietatea voltmetrului de a prezenta erori cît mai mici datorită unei tensiuni alternative suprapuse se caracterizează prin *raportul de rejecție serie**, egal cu raportul dintre tensiunea alternativă serie perturbatoare și o tensiune continuă care ar avea același efect asupra voltmetrului. Acest raport se exprimă de obicei în decibeli:

$$\mathrm{RRS} = 20 \lg \frac{\text{tensiune alternativă perturbatoare}}{\text{tensiune continuă echivalentă}}$$

și este în general, funcție de frecvență.

Cu cît RRS este mai mare, cu atît voltmetrul este mai puțin sensibil la acest gen de perturbații.

---

* În engleză: *normal mode rejection ratio* sau NMRR.

Valori obișnuite ale RRS sînt 30—50 dB, la majoritatea voltmetrelor electronice, la frecvența de 50 Hz. De exemplu, un RRS de 40 dB (raport 100) înseamnă că la măsurarea unei tensiuni continue peste care se suprapune o tensiune alternativă egală în amplitudine, eroarea de măsurare va fi de 1% *. La voltmetre digitale de clase de precizie superioare, RRS ajunge la 60—70 dB. El poate fi îmbunătățit și mai mult prin filtrare, dar în acest caz timpul de răspuns al aparatului crește.

Perturbații de mod comun. Ca și perturbațiile serie, perturbațiile de mod comun constau în tensiuni parazite continue și alternative. Pentru a înțelege mai bine fenomenele, trebuie pornit de la configurația cea mai simplă, aceea a măsurării tensiunii unei surse cu ajutorul unui voltmetru, ambele aparate avînd cîte o bornă legată la masă (fig. 2.2, *a*). Acesta este un caz particular al sistemelor generale de transmitere a semnalelor printr-un conductor principal (fir *cald*) și un conductor de referință (care uneori joacă și rol de ecran). Dacă sursa și voltmetrul se află la distanță unul de altul, punctele de *masă* nu se mai află practic la același potențial; același lucru se întîmplă dacă ambele aparate sînt alimentate de la rețea sau dacă intervin orice fel de alte efecte perturbatoare care creează tensiuni între cele două puncte de masă. Voltmetrul măsoară astfel o tensiune care include și diferența de potențial perturbatoare dintre punctele de masă. Din acest motiv, toate voltmetrele moderne au *borne flotante* (intrare diferențială), adică ambele borne de intrare sînt izolate de masă (de carcasa metalică a aparatului). Situația se prezintă acum ca în fig. 2.2, *b*. Tensiunea perturbatoare dintre punctele de masă nu mai apare în acest caz direct între bornele de intrare ale voltmetrului, ci între aceste borne și borna de masă; ea devine o *tensiune perturbatoare de mod comun*. Uneori și bornele sursei sînt flotante (izolate), între ele și masă putînd exista o tensiune (fig. 2.2, *c*); în acest caz, tensiunea de mod comun provine în parte chiar de la sursă.

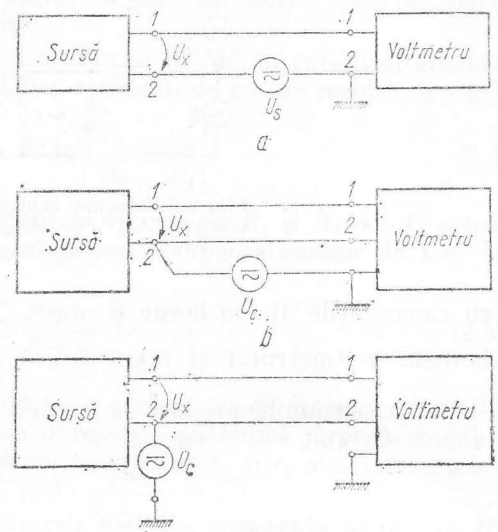


Fig. 2.2. Tensiuni perturbatoare în circuitul sursă-voltmetru:

a — voltmetru cu o bornă la masă; *b* — voltmetru cu borne flotante; *c* — voltmetru cu borne flotante în prezența unei tensiuni de mod comun exterioare.

* În practică situații de acest gen intervin deseori. De exemplu, la măsurarea valorii medii a unei tensiuni redresate nefiltrate, cu redresarea unei singure alternanțe, valoarea medie este $U_0 = U_v/\pi$, unde U_v este valoarea de vîrf. Măsurînd pe U_0 cu un voltmetru avînd RRS = = 40 dB, eroarea de măsurare este de circa 3%.

Pentru a evalua efectul tensiunii de mod comun, trebuie luată în considerare schema echivalentă a ansamblului sursă-linie-voltmetru (fig. 2.3). Această schemă pune în evidență principalele elemente care intervin: rezistențele liniei și rezistențele de izolație între bornele voltmetrului și masă, în paralel

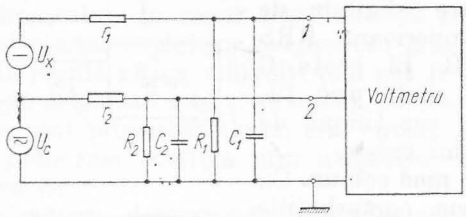


Fig. 2.3. Schema echivalentă a măsurării tensiunii U_x cu un voltmetru, în prezența unei tensiuni de mod comun.

cu capacitățile dintre borne și masă. Notînd cu Z_1 și Z_2 impendanțele dintre bornele voltmetrului și masă, adică $Z_1 = 1/\left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1\right)$ și $Z_2 = 1/\left(\frac{1}{R_2} + \right.$ $\left. + j\omega C_2\right)$, tensiunile produse la bornele voltmetrului de tensiunea de mod comun U_c sînt

$$U_c' = \frac{Z_1}{r_1 + Z_1} U_c; \quad U_c'' = \frac{Z_2}{r_2 + Z_2} U_c. \tag{2.1}$$

Voltmetrul fiind sensibil numai la diferența dintre aceste tensiuni, tensiunea de eroare este

$$\Delta U = U_c' - U_c'' = \left(\frac{Z_1}{r_1 + Z_1} - \frac{Z_2}{r_2 + Z_2}\right) U_c \tag{2.2}$$

sau, ținînd seama că în practică $|Z_1|$ și $|Z_2|$ sînt mult mai mari decît r_1 și r_2,

$$\Delta U = \frac{Z_1 r_2 - Z_2 r_1}{Z_1 Z_2} U_c = \left(\frac{r_2}{Z_2} - \frac{r_1}{Z_1}\right) U_c. \tag{2.3}$$

Rezultă că tensiunea perturbatoare de mod comun produce o tensiune echivalentă de eroare la intrarea voltmetrului, datorită faptului că în general $r_1 \neq r_2$ și $Z_1 \neq Z_2$. Deci o cale de reducere a acestor erori este de a se asigura linii cît mai simetrice și impedanțe de izolație practic egale față de masă. Această condiție este însă greu de realizat. De regulă, se caută ca $|Z_1|$ și $|Z_2|$ să aibă valori cît mai mari, adică rezistențele de izolație să fie cît mai mari și capacitățile față de masă să fie cît mai mici.

Caracterizarea proprietății voltmetrului de a avea erori cît mai mici sub acțiunea unei perturbații de mod comun se face cu ajutorul *raportului de rejecție de mod comun**, egal cu raportul dintre tensiunea de mod comun perturbatoare și o tensiune între bornele voltmetrului (tensiune *serie*) care

* În engleză: *common mode rejection ratio* sau CMRR.

ar avea același efect asupra voltmetrului. Acest raport se exprimă de obicei în decibeli,

$$\text{RRMC} = 20 \lg \frac{\text{tensiune perturbatoare de mod comun}}{\text{tensiune de intrare echivalentă}}$$

Cu cît acest raport este mai mare, cu atît voltmetrul este mai puțin sensibil la perturbații de mod comun.

Se deosebesc RRMC în curent continuu și RRMC în curent alternativ. Pentru RRMC în c.c. din expresia (2.3) a tensiunii de eroare rezultă expresia

$$\text{RRMC}_{cc} = -20 \lg \left| \frac{r_2}{R_2} - \frac{r_1}{R_1} \right|. \tag{2.4}$$

La unele tipuri de aparate rezistențele de izolație R_1 și R_2 pot fi considerate egale. Acesta este cazul, de exemplu, al compensatoarelor de c.c. În acest caz

$$\text{RRMC}_{cc} = 20 \lg \left| \frac{R}{r_2 - r_1} \right|. \tag{2.5}$$

unde $R = R_1 = R_2$ este valoarea comună a rezistenței de izolație. La utilizarea acestor aparate se poate obține o rejecție puternică a perturbațiilor de mod comun în c.c. dacă se iau măsuri ca valorile r_1 și r_2 ale rezistențelor liniei să fie cît mai apropiate.

La alte aparate, cum sînt voltmetrele digitale, rezistența de izolație R_2 este sensibil mai mică decît R_1. Aceasta se explică prin anumite particularități constructive ale voltmetrelor electronice: la borna *1* a voltmetrului sînt conectate, în interiorul aparatului, în general doar conductoare subțiri și elemente de circuit de dimensiuni mici, pe cînd bornei *2* îi corespund suprafețe metalice mari, carcase, suporți etc. apropiați de cutia metalică exterioară (masa) aparatului*. În aceste cazuri

$$\text{RRMC}_{cc} = 20 \lg \frac{R_2}{r_2} \tag{2.6}$$

și singura cale de a mări rejecția perturbațiilor de mod comun este creșterea rezistenței de izolație R_2. Pentru specificarea RRMC_{cc} la voltmetre electronice se ia în mod convențional $r_2 = 1$ kΩ (ca o valoare acoperitoare în toate situațiile practice). O valoare tipică pentru rezistența de izolație este $R_2 = 1$ GΩ. Rezultă astfel

$$\text{RRMC}_{cc} = 20 \lg \frac{10^9}{10^3} = 120 \text{ dB}. \tag{2.7}$$

Rejecția de mod comun în c.a. prezintă și ea importanță, deoarece așa cum s-a arătat anterior o tensiune alternativă la intrarea voltmetrului,

* Borna *1* a voltmetrelor, în sensul celor arătate, poate fi numită *bornă caldă* sau *bornă superioară*, iar borna *2 bornă rece* sau *bornă inferioară*. În aparatura de fabricație curentă aceste borne sînt deseori marcate cu literele *H* și *L* (în engleză *high* și *low*).

suprapusă peste tensiunea continuă de măsurat, poate produce erori de măsurare (se observă că o tensiune alternativă de mod comun este rejectată de două ori: o dată datorită bornelor flotante ale voltmetrului, adică proprietății de măsurare diferențială, și a doua oară prin rejecția serie descrisă mai sus).

Raportul de rejecție de mod comun în c.a. se exprimă (ținînd seama că în c.a. efectul rezistențelor de izolație este neglijabil față de efectul capacităților față de masă) în modul următor:

$$\mathrm{RRMC}_{ca} = -20 \lg (\omega \mid r_2 C_2 - r_1 C_1 \mid). \tag{2.8}$$

La voltmetrele electronice de obicei $C_2 \gg C_1$, din aceleași motive pentru care $R_2 \ll R_1$. Rezultă

$$\mathrm{RRMC}_{ca} = -20 \lg (\omega r_2 C_2). \tag{2.9}$$

Cu $r_2 = 1$ kΩ și o valoare tipică $C_2 = 3\,000$ pF rezultă, la $f = 50$ Hz, aproximativ

$$\mathrm{RRMC}_{ca} = -20 \lg (2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-9}) \approx 60 \text{ dB}. \tag{2.10}$$

De exemplu, cu valorile tipice găsite pentru RRMC_{cc} și RRMC_{ca}, o tensiune continuă de mod comun de 10 V produce o tensiune continuă de eroare de 10 μV, iar o tensiune alternativă de mod comun de 10 V produce o tensiune alternativă suprapusă peste semnalul util de 10 mV. Asemenea valori sînt deseori intolerabile, mai ales la măsurarea unor tensiuni mici.

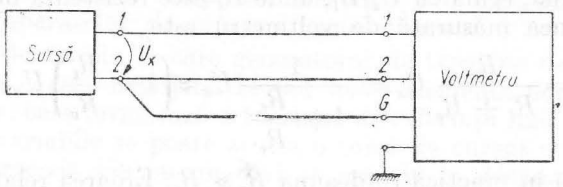
O îmbunătățire esențială a rejecției de mod comun, atît în c.c. cît și în c.a., se poate obține prin introducerea unui dispozitiv numit *ecran de gardă* (sau simplu *gardă*) în interiorul aparatului de măsurat. Acest procedeu se mai numește în general și *tehnică de gardare* și se folosește la multe compensatoare și voltmetre digitale de precizie. În forma sa cea mai simplă, garda este o cutie de metal care îmbracă complet circuitele voltmetrului și este izolată atît de bornele voltmetrului cît și de masă (carcasa exterioară).

O bornă exterioară a aparatului, marcată deseori cu G, permite conexiunea electrică la gardă. Rolul gărzii este de a micșora considerabil conductanța și capacitatea directă între bornele *1*, *2* ale voltmetrului pe de o parte și masă, pe de altă parte. Garda interceptează majoritatea liniilor de curent dintre aceste borne și masă.

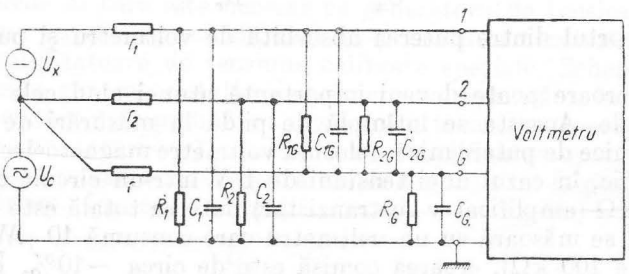
În acest fel, rezistențele R_1, R_2 pot ajunge practic ușor la ordinul 100 GΩ, iar capacitățile C_1, C_2 la ordinul 3 pF. În fig. 2.4 este dată schema corectă de conexiune între sursă și voltmetru, precum și schema echivalentă corespunzătoare. *Borna de gardă a voltmetrului se leagă la borna 2* (borna L) *a sursei a cărei tensiune se măsoară.* În acest fel, garda este menținută la un potențial egal cu al bornei *2* a voltmetrului.

Pentru a înțelege funcționarea ansamblului, trebuie pornit de la faptul că în lipsa gărzii eroarea este datorită căderilor de tensiune pe rezistențele r_1, r_2 ale liniei. Aceste căderi de tensiune sînt provocate de curenții care apar prin rezistențele de izolație, sub acțiunea tensiunii de mod comun. Introducînd garda, curenții prin linie și deci prin r_1 și r_2, produși de U_c, se reduc la valori neînsemnate. Într-adevăr, tensiunea U_c produce curenți prin rezistențele de izolație R_1, R_2, R_G și prin capacitățile C_1, C_2, C_G; curenții prin R_1, R_2, C_1, C_2 sînt însă foarte mici, datorită valorilor mari ale impedanțelor respective (în urma acțiunii de ecranare a gărzii), iar curenții prin R_G, C_G nu trec prin r_1

și r_2 și deci nu produc erori (singurul efect al curenților prin R_G și C_G este că potențialul gărzii va diferi puțin de potențialul bornei 2 a voltmetrului, ceea ce are o influență neglijabilă). Trebuie observat, de asemenea, că prin R_{2G} C_{2G} nu trec curenți, deoarece bornele 2 și G sînt echipotențiale, iar prin R_{1G},



a



b

Fig. 2.4. Măsurarea tensiunii cu ajutorul unui voltmetru gardat:
a — schema de conexiune; *b* — schema echivalentă.

C_{1G} trec doar curenți provocați de U_x, deci efectul lor este similar cu acela al impedanței de intrare a voltmetrului.

Cu alte cuvinte, garda preia curentul provocat de tensiunea perturbatoare U_c, canalizîndu-l prin al treilea conductor al liniei, care nu participă la măsurarea propriu-zisă a tensiunii U_x.

Tehnica gardării permite ușor obținerea unor valori de ordinul $RRMC_{cc} = 160$ dB și $RRMC_{ca} = 120$ dB (la 50 Hz). Ea este uneori indispensabilă, pentru evitarea erorilor de măsurare excesive, de exemplu la măsurarea unor tensiuni mici produse de traductoare termoelectrice sau electrotensometrice, cînd legătura la voltmetru se face prin cabluri lungi (zeci sau sute de metri). În asemenea cazuri este de obicei necesar ca și cablul să fie inclus în protecția prin gardare, de exemplu folosindu-se un cablu bifilar ecranat, al cărui ecran se leagă la borna de gardă a voltmetrului.

2.1.2. ERORI DATORITE INTERACȚIUNII VOLTMETRU-SURSĂ

Un voltmetru ideal nu perturbă circuitul la care este conectat. Voltmetrele reale pot influența circuitul supus măsurării în două moduri: datorită puterii pe care o absorb din circuit și datorită curentului pe care îl injectează în circuit.

Puterea absorbită de la sursa a cărei tensiune se măsoară este U_x^2/R_v, unde U_x este tensiunea măsurată iar R_v este rezistența internă a voltmetrului. Eroarea produsă de absorbția de putere de la sursă depinde de puterea totală a acesteia, adică de puterea maximă pe care ar putea-o debita pe propria sa rezistență internă, egală cu U_x^2/R_i, unde R_i este rezistența internă a sursei (fig. 2.5). Tensiunea măsurată de voltmetru este

$$U_m = \frac{R_v}{R_i + R_v} U_x = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_v}} U_x \approx \left(1 - \frac{R_i}{R_v}\right) U_x, \tag{2.11}$$

avînd în vedere că în practică totdeauna $R_v \gg R_i$. Eroarea relativă este deci

$$\frac{U_m - U_x}{U_x} = -\frac{R_i}{R_v}, \tag{2.12}$$

egală și cu raportul dintre puterea absorbită de voltmetru și puterea totală a sursei.

Această eroare poate deveni importantă atunci cînd cele două puteri sînt comparabile. Aceasta se întîmplă de pildă la măsurări de tensiune în circuite electronice de putere mică, folosind voltmetre magnetoelectrice. Astfel, ca exemplu tipic, în cazul unei tensiuni de 1 V într-un circuit cu rezistența internă de 10 kΩ (amplificator cu tranzistor) puterea totală este de 100 μW; dacă tensiunea se măsoară cu un voltmetru care consumă 10 μW (rezistența voltmetrului de 100 kΩ), eroarea comisă este de circa −10%. În asemenea cazuri se impune utilizarea voltmetrelor digitale, care pe gamele de tensiuni mici consumă puteri neglijabile. O măsurare cu absorbție practic nulă de putere se poate realiza cu ajutorul compensatoarelor de c.c.

Injecția de curent în circuitul de măsurare este inevitabilă la voltmetrele electronice care folosesc dispozitive semiconductoare, întrucît la intrarea lor există în general un curent chiar dacă tensiunea aplicată este nulă. Acest curent provoacă prin rezistența internă a sursei o cădere de tensiune, și deci o eroare la măsurarea tensiunii sursei (fig. 2.6). Eroarea relativă este $R_i I_v / U_x$,

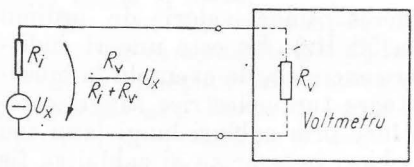


Fig. 2.5. Eroarea datorită puterii absorbite de voltmetru.

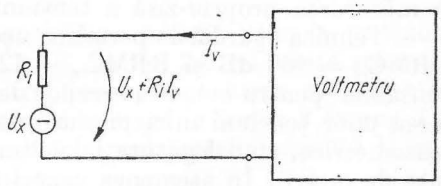


Fig. 2.6. Eroarea datorită curentului injectat de voltmetru.

unde R_i este rezistența internă a sursei, I_v curentul injectat de voltmetru iar U_x tensiunea de măsurat.

Practic, la voltmetrele digitale moderne I_v este de ordinul 0,1—1 nA, provocînd de exemplu pe o rezistență $R_i = 10$ kΩ o cădere de tensiune de 1—10 μV. Ca urmare, această eroare poate deveni importantă cînd se măsoară tensiuni foarte mici sau în cazurile în care rezistența internă a sursei este foarte mare.

2.2. GENERATOARE DE TENSIUNE DE REFERINȚĂ

Generarea unei tensiuni continue de valoare cunoscută, fixă, variabilă în trepte sau variabilă continuu este necesară în împrejurări ca: realizarea unor ansambluri de măsurare complexe, măsurări prin compensare, etalonarea și verificarea aparatelor de măsurat tensiunea etc.

În cazurile simple în care generatorul de tensiune de referință trebuie să debiteze un curent neglijabil se pot folosi elemente normale sau circuite cu diode Zener, care furnizează o tensiune de referință fixă. Pentru obținerea unei tensiuni variabile se poate asocia o sursă de curent stabil cu un potențiometru de precizie sau cu un divizor rezistiv în decade (fig. 2.7). Pot fi realizate precizii foarte bune, de 0,1% cu potențiometru elicoidal sau 0,01% și mai bună cu divizor rezistiv în decade.

În cazurile în care este necesar ca generatorul de tensiune de referință să debiteze un curent apreciabil, fără să-și modifice tensiunea de ieșire, se recurge la stabilizatoare de tensiune calibrate speciale. Schema funcțională a unui asemenea generator etalon de tensiune se prezintă ca în fig. 2.8. Amplificatorul de eroare A împreună cu regulatorul serie RS (reprezentat în mod simplificat ca un tranzistor) constituie un amplificator operațional. Acesta tinde să mențină intrarea inversoare a amplificatorului A la potențialul bornei pozitive de ieșire. În aceste condiții curenții, prin R_1 și R_2 sînt egali, deci

$$\frac{U_2}{R_1} = \frac{U_r}{R_2}, \tag{2.13}$$

de unde

$$U_2 = \frac{R_1}{R_2} U_r. \tag{2.14}$$

Tensiunea de referință U_r se obține de la un stabilizator cu diode Zener. Rezistorul R_2 este comutabil, cu valori în raport 1:10:100 ..., iar R_1 este un rezistor în decade (5—8 decade). În acest fel, cu R_2 se stabilește gama de

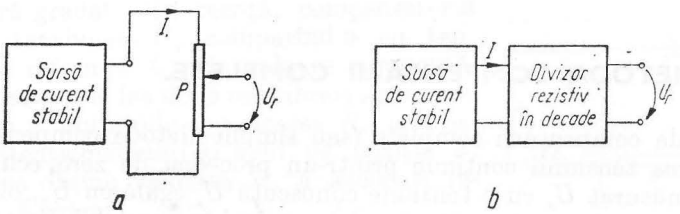


Fig. 2.7. Circuite simple pentru obținerea unei tensiuni de referință variabile:
a — cu potențiometru de precizie; *b* — cu divizor rezistiv în decade.

tensiuni dorite (de exemplu 0—1 000 V; 0—100 V; 0—10 V), iar cu R_1 se fixează valoarea dorită, care poate fi citită direct, cu un număr de cifre egal cu acela al decadelor lui R_1.

Tensiunea U_a este prestabilizată (de exemplu cu ajutorul unui tiristor care acționează asupra tensiunii alternative, înainte de redresare) astfel, încît căderea de tensiune pe RS să rămînă în limite rezonabile, ceea ce îmbunătățește randamentul aparatului și ușurează funcționarea regulatorului RS.

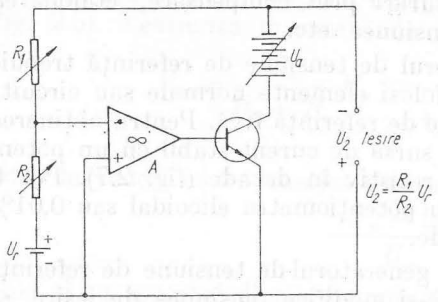


Fig. 2.8. Schema funcțională a unui generator etalon de tensiune.

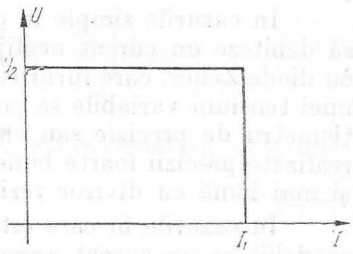


Fig. 2.9. Caracteristica de ieșire a unui generator etalon de tensiune.

Generatorul complet este prevăzut cu mai multe circuite auxiliare, avînd scopul de a-i îmbunătăți performanțele și a asigura protecția la supracurent. Caracteristica de ieșire a aparatului se apropie de cea ideală reprezentată în fig. 2.9, în care U_2 este tensiunea de ieșire fixată pe comutatoarele rezistorului R_1, iar I_1 este curentul limită, care poate fi de asemenea fixat la valoarea dorită (dar cunoscută cu o precizie redusă). Atît timp cît curentul I absorbit de sarcina conectată la borne este sub I_1, tensiunea U_2 este constantă, practic independentă de I. La depășirea lui I_1 tensiunea scade brusc, aparatul transformîndu-se într-un generator de curent constant.

Valoarea I_1 poate fi prestabilită de operator în funcție de consumul previzibil și de necesitatea protecției împotriva electrocutării.

Caracteristici tipice ale generatoarelor etalon de tensiune sînt următoarele: tensiuni de ieșire pînă la 1 000 V (în 3—5 game), rezoluție 1 μV, precizie 0,01% sau mai bună (pînă la 1—5 ppm), curentul limită 10—50 mA. Erorile se datoresc în principal rezistoarelor R_1 și R_2, instabilității tensiunii de referință U_r și derivei amplificatorului A.

2.3. METODA COMPENSĂRII COMPLETE.

Metoda compensării complete (sau simplu metoda compensării) constă în măsurarea tensiunii continue printr-un procedeu de zero, echilibrînd tensiunea de măsurat U_x cu o tensiune cunoscută U_e egală cu U_x, obținută prin trecerea fie a unui curent constant printr-un rezistor variabil, fie a unui curent variabil printr-un rezistor constant. Aparatul care servește acestei măsurări se numește **compensator de c.c.** (sau uneori, potențiometru de c.c.).

Așa cum rezultă din definiția de mai sus, se pot deosebi *compensatoare cu curent constant* și *compensatoare cu rezistență constantă* (cunoscute și ca *compensatoare după metoda Poggendorf*, respectiv *compensatoare după metoda Lindeck-Rothe*). Există și compensatoare care combină cele două principii.

Măsurarea cu ajutorul compensatorului necesită o operație de echilibrare, prin reglarea tensiunii U_c (în opoziție cu tensiunea U_x) pînă cînd cele două tensiuni devin egale. Echilibrul se stabilește cu ajutorul unui indicator de nul. Operația de echilibrare se efectuează manual sau automat; în acest al doilea caz, este vorba de un *compensator automat.*

Măsurarea tensiunii prin compensare are următoarele particularități:

a. La echilibru, curentul prin indicatorul de nul fiind neglijabil, măsurarea se face aproape fără absorbție de putere din sursa a cărei tensiune se măsoară. (Riguros vorbind, există o oarecare interacțiune între compensator și sursa de tensiune, deoarece curentul prin indicatorul de nul, deși mic, este în general diferit de zero. De asemenea, nu trebuie neglijat faptul că în cursul operației de echilibrare compensatorul absoarbe sau debitează un curent. Acest fapt prezintă importanță de exemplu la compensatoarele automate, cînd măsoară o tensiune variabilă în timp. În asemenea cazuri, compensatorul este departe de a constitui un aparat care măsoară fără consum de putere din circuit, așa cum se consideră de obicei).

b. Măsurarea prin compensare poate asigura o precizie ridicată, întrucît compensatorul compară în cele din urmă, tensiunea U_x cu o tensiune de referință de precizie U_r, prin intermediul unor rezistoare de asemenea de precizie.

c. Compensatorul poate avea o sensibilitate deosebit de mare, dacă este asociat cu un indicator de nul suficient de sensibil. Ca urmare, el poate fi folosit la măsurarea tensiunilor mici, pînă la ordinul microvoltului.

d. Limita superioară de măsurare a compensatoarelor este de obicei 1—2 V. Acest lucru, datorit unor considerente de ordin practic, limitează uneori aria de aplicabilitate a compensatorului (pentru măsurarea tensiunilor mai mari, compensatorul poate fi asociat cu un divizor de tensiune).

2.3.1. COMPENSATOARE CU CURENT CONSTANT

Ideea de bază a acestor compensatoare este ilustrată în fig. 2.10. Bateria de alimentare B generează un curent prin potențiometrul R, reglabil cu ajutorul rezistorului R_a. Potențiometrul R este cu variație liniară, prevăzut cu o scară gradată. În esență, compensatorul măsoară tensiunea U_x comparînd-o cu tensiunea de referință U_r de valoare cunoscută. În acest scop, se fac două echilibrări succesive, pe poziția *1*, obținîndu-se valoarea R_c a rezistenței potențiometrului și apoi pe poziția *2*: pe care se obține valoarea R_x a aceleiași rezistențe. Evident.

$$U_r = R_c I \text{ și } U_x = R_x I, \qquad (2.15)$$

unde I este valoarea constantă a curentului prin R. Rezultă

$$U_x = \frac{R_x}{R_c} U_r. \qquad (2.16)$$

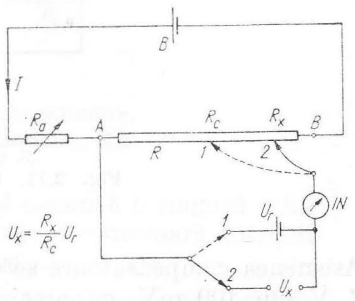


Fig. 2.10. Schemă simplificată pentru ilustrarea principiului compensatoarelor cu curent constant.

Compensatorul poate fi privit deci ca asocierea unui etalon de tensiune (sursa de referință) cu un dispozitiv de raport (potențiometrul).

Pentru ca valoarea tensiunii de măsurat U_x să poată fi citită direct pe scara gradată a potențiometrului R, se procedează de obicei în modul următor: la prima echilibrare, cursorul lui R se fixează pe reperul corespunzător valorii cunoscute a tensiunii de referință U_r și se reglează R_a pînă la obținerea echilibrului. În acest fel, curentul I, numit și curent de lucru al compensatorului, ia valoarea nominală I_n prevăzută pentru tipul de compensator dat. De exemplu, dacă $I_n = 1$ mA și $U_r = 1{,}018$ V (element normal), se va alege $R_c = 1{,}018$ kΩ. Curentul de lucru fiind stabilit în acest fel, valoarea lui R_x în kiloohmi va fi numeric egală cu U_x în volți.

Compensatoarele contemporane sînt de construcție mai complicată decît circuitul simplificat din fig. 2.10. Ele sînt prevăzute, de regulă, cu rezistoare comutabile în serie cu indicatorul de nul, pentru modificarea sensibilității acestuia, cu rezistor separat de echilibrare a tensiunii de referință, comutator pentru trecerea de la U_r la U_x etc.

O schemă deseori întîlnită la compensatoare de precizie moderată este cea din fig. 2.11. Tensiunea de compensare pentru U_x se obține pe R_1 și R_2 legate în serie: un grup de 10—20 rezistoare fixe și un potențiometru, astfel ca valoarea U_x să poată fi citită prin însumarea indicațiilor lui R_1 și R_2. Tensiunea de referință U_r este compensată de căderea de tensiune pe o parte din R_1 (fixă) și potențiometrul R_n, care servește pentru fixarea precisă a valorii lui U_r. Comutatorul dublu K introduce indicatorul de nul în circuitul de compensare a tensiunii U_r (poziția *1*), respectiv a tensiunii U_x (poziția *2*).

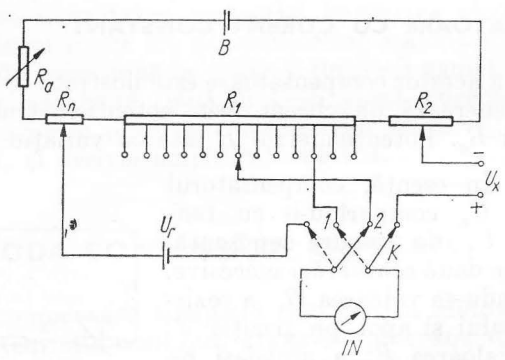


Fig. 2.11. Compensator de c.c. de precizie moderată.

Asemenea compensatoare se construiesc cu limite de măsurare pînă la circa 1 V sau 100 mV, cu precizie de 0,05% sau 0,1%.

În execuții mai noi, compensatoarele de acest tip sînt prevăzute cu stabilizator electronic al curentului de lucru, după schema simplificată din

fig. 2.12. Amplificatorul operațional A_1 menține o tensiune neglijabilă între intrările + și — astfel, încît $R_r I = U_r$ și deci curentul I este constant. Rezistorul în trepte R_1, în serie cu potențiometrul R_2 sînt alimentate cu o fracțiune din curentul I corespunzător gamei de măsurare selectate. Indicatorul de nul

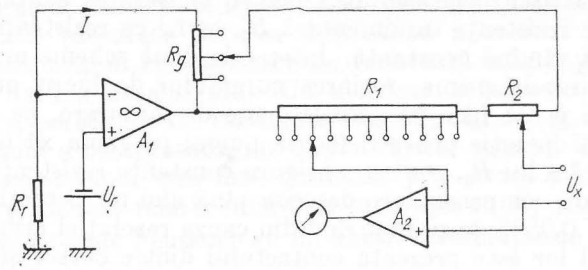


Fig. 2.12. Compensator de c.c. cu stabilizator electronic al curentului de lucru.

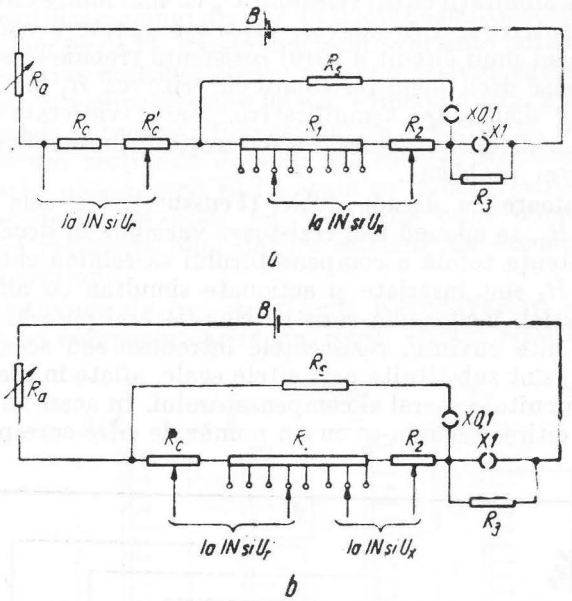


Fig. 2.13. Posibilități de schimbare a gamelor de măsurare:
a — prin șuntarea numai a rezistențelor de măsurare R_1, R_2;
b — prin șuntarea ansamblului R_1, R_2 și R_c.

electronic folosește amplificatorul A_2. Compensatorul necesită o singură echilibrare la fiecare măsurare; echilibrarea față de U_r nu este necesară întrucît curentul de lucru rămîne constant timp îndelungat.

De obicei, în scopul măsurării tensiunilor mici, se șuntează rezistențele de măsurare (R_1 și R_2) cu o rezistență de valoare adecvată, încît curentul de lucru să scadă de exemplu de 10 ori. În acest fel se obține o limită de măsurare de 10 ori mai mică. În fig. 2.13 sînt arătate două variante, una în care

curentul de lucru se schimbă numai prin rezistențele de măsurare R_1, R_2, curentul prin rezistorul R_c de compensare a tensiunii de referință U_r rămînînd constant (fig. 2.13, *a*), iar alta în care tensiunea de compensare a lui U_r se obține pe o fracțiune a rezistenței R_1 și întregul ansamblu este șuntat (fig. 2.13, *b*). La introducerea fișei în lăcașul x0,1 pentru conectarea șuntului R_s, se inserează în circuit rezistența suplimentară R_3, astfel ca rezistența totală a compensatorului să rămînă constantă. Între cele două scheme mai există următoarea deosebire: la prima, reglarea curentului de lucru prin echilibrarea tensiunii U_r se poate face pe ambele game de măsurare, pe cînd la a doua schemă această operație poate fi făcută numai pe gama x1 (ceea ce implică o valoare critică a lui R_3, pentru a asigura constanța rezistenței totale).

Tipurile de compensatoare descrise pînă aici nu pot asigura o precizie mai bună decît 0,05%, în primul rînd din cauza rezoluției insuficiente. Un alt inconvenient al lor este prezența contactului dintre cursor și potențiometru în circuitul de măsurare, ceea ce poate da naștere la tensiuni parazite care afectează măsurarea tensiunilor mici. Pentru realizarea unei rezoluții mai bune, adică a posibilității citirii tensiunii U_x cu mai multe cifre, aceste scheme simple sînt nepotrivite. Într-adevăr, pentru a obține o cădere de tensiune variabilă, în cazul unui circuit a cărui rezistență trebuie să rămînă constantă, nu pot fi înseriate decît două rezistoare cu prize (ca R_1 în fig. 2.11), ceea ce ar asigura doar două cifre semnificative. Marea varietate a schemelor de compensatoare utilizate în prezent se datorește tocmai căilor diverse de soluționare a acestei probleme.

Compensatoare cu decade duble (Feussner). La cele două rezistoare cu prize R_1 și R_2, se adaugă trei rezistoare variabile în decade R_3, R_4 și R_5; pentru ca rezistența totală a compensatorului să rămînă constantă, rezistoarele R_3, R_4 și R_5 sînt înseriate și acționate simultan cu alte trei rezistoare R'_3, R'_4 și R'_5 astfel, încît suma rezistențelor fiecărei perechi să fie constantă (fig. 2.14). Cu alte cuvinte, rezistențele introduse sau scoase între bornele de măsurare U_x sînt substituite prin altele egale, aflate în afara acestor borne dar incluse în circuitul general al compensatorului. În acest fel, pot fi introduse oricîte decade, citirea făcîndu-se cu un număr de cifre corespunzător.

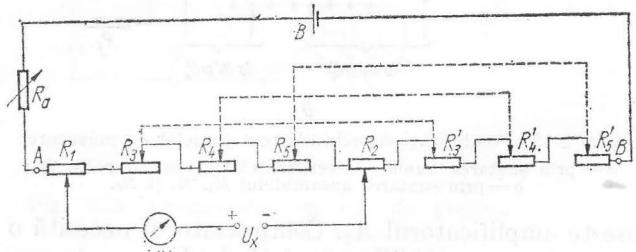


Fig. 2.14. Principiul compensatorului cu decade duble (Feussner).

Compensatorul Feussner are avantajul simplității și al lipsei potențiometrelor, care au de obicei o construcție mai delicată. În schimb, un dezavantaj important constă în prezența contactelor mai multor comutatoare

parcurse de curentul de lucru în circuitul de măsurare a tensiunii U_x (variația rezistențelor de contact produce căderi de tensiune necontrolabile). Pentru diminuarea efectului rezistențelor de contact, rezistența generală a compensatorului se alege de obicei mare (de exemplu: $R_1 = 18 \times 1\,000\ \Omega$; $R_2 = 10 \times 100\ \Omega$; $R_3 = 10 \times 10\ \Omega$; $R_4 = 10 \times 1\ \Omega$; $R_5 = 10 \times 0{,}1\ \Omega$; cu un curent de lucru de 0,1 mA, rezultă limita de măsurare de 1,9111 V). O rezistență mare a compensatorului implică folosirea unui indicator de nul de sensibilitate ridicată (deoarece puterea disponibilă a acestui compensator este mai mică decît a unui compensator de rezistență mică), pentru a obține o sensibilitate dată a ansamblului. Un alt dezavantaj este necesitatea ajustării precise a perechilor de rezistoare R_3, R_3'; R_4, R_4' și R_5, R_5', pentru ca rezistența totală a compensatorului să nu varieze sensibil la acționarea decadelor 3—5; acest efect este însă diminuat prin aceea că valorile rezistențelor R_3, R_4 și R_5 sînt relativ mici în comparație cu R_1 și R_2.

Compensatoarele Feussner au de obicei o rezoluție de 10 μV și precizie de 0,01—0,02%.

Compensatoare cu decade șuntate (Kelvin-Varley). O altă soluție a problemei decadelor multiple, cu menținerea constantă a rezistenței totale la intrare, este utilizarea unui divizor de tensiune multidecadial în locul potențiometrului R_2 din fig. 2.11. Există mai multe variante posibile ale divizoarelor de tensiune rezistive multidecadiale; sistemul Kelvin-Varley este azi practic singurul utilizat în compensatoare de c.c. Principiul (fig. 2.15) constă în utilizarea unor decade succesive; fiecare din ele are cîte 11 secțiuni identice și șuntează două din secțiunile decadei precedente. Rezistența totală a unei decade este astfel aleasă, încît să fie egală cu dublul rezistenței unei secțiuni a decadei precedente. În acest fel, rezistența celor două secțiuni șuntate devine egală cu rezistența unei singure secțiuni. Ca excepție, ultima decadă are numai 10 secțiuni.

Compensatoarele de c.c. cu divizor Kelvin-Varley au unele avantaje în comparație cu compensatoarele Feussner: efectul rezistențelor de contact

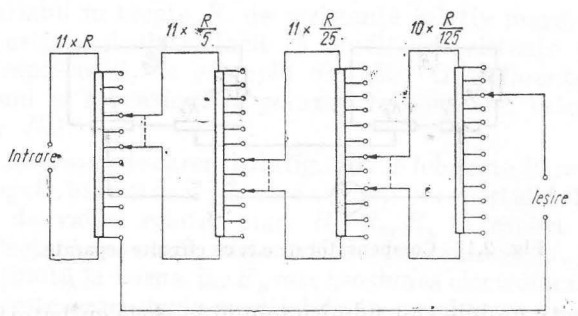


Fig. 2.15. Divizor Kelvin-Varley cu patru decade.

ale comutatoarelor este mai redus (în circuitul de măsurare apare un singur contact parcurs de jumătate din curentul de lucru, iar celelalte sînt parcurse de către curenți mai mici), ceea ce permite micșorarea rezistenței totale a

compensatorului; un alt avantaj este numărul mai redus de rezistoare în schema compensatorului.

Numeroase tipuri de compensatoare combină principiile Feussner și Kelvin-Varley, urmărind atît reducerea numărului de contacte în circuitul de măsurare, cît și simplificarea schemei. Unele din aceste compensatoare realizează performanțe foarte bune: precizie de 10 pînă la 20 ppm, rezoluție de 1 μV și sensibilitate bună prin reducerea rezistenței totale a compensatorului la 200—500 Ω.

Compensatoare cu circuite separate. O soluție radicală a problemei contactelor parcurse de curent o constituie principiul însumării căderilor de tensiune pe rezistoare incluse în circuite izolate între ele. Un exemplu de compensator cu două circuite separate este dat în fig. 2.16. Fiecare circuit, bine izolat, este alimentat din cîte o baterie (care trebuie și ea izolată cu grijă). Tensiunea de compensare se obține prin însumarea căderilor de tensiune pe rezistoarele cu prize R_1, R_2, R_3 și R_4, care permit realizarea a patru decade (R_4 poate fi și potențiometru). Se poate alege de exemplu: $R_1 = 20 \times 100\ \Omega$, $R_2 = 10 \times 10\ \Omega$, $R_3 = 10 \times 100\ \Omega$, $R_4 = 10 \times 10\ \Omega$, curentul de lucru în primul circuit de 10 mA, iar în al doilea circuit de 0,1 mA. Se pot măsura astfel tensiuni pînă la 2,111 V.

Se observă că în circuit nu există nici un contact parcurs de curent. Rezistența compensatorului este de valoare redusă, iar construcția sa relativ simplă. Aceste avantaje se obțin însă cu prețul introducerii unei baterii suplimentare și al necesității ajustării separate a celor doi curenți de lucru.

Există și compensatoare cu trei circuite separate. Un asemenea tip de compensator* poate asigura precizie de 10 ppm și rezoluție de 0,1 μV, dar manipularea sa este relativ greoaie.

Compensatoare pentru măsurarea tensiunilor mici. Pentru a măsura tensiuni de ordinul microvolților, cu rezoluție de 0,1 μV și chiar 0,01 μV, au fost dezvoltate compensatoare speciale. Una din cerințele principale care se impune este absența oricărui contact mobil în circuitul de măsurare, chiar neparcurs de curent (deoarece el poate genera tensiuni termoelectromotoare

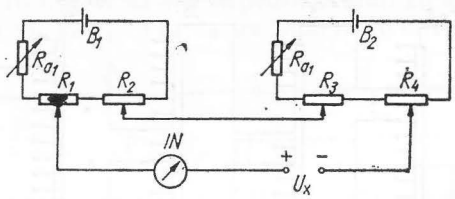


Fig. 2.16. Compensator de c.c. cu circuite separate.

parazite). Contacte mobile sînt admise numai în serie cu bateria de alimentare sau cu rezistențe de valori suficient de mari.

Există o mare varietate de asemenea compensatoare. Multe din ele combină, într-un fel sau altul, circuite care permit varierea în trepte a curen-

* De exemplu compensatorul de c.c. tip R345 fabricat în U.R.S.S.

tului printr-un rezistor fix, cu ajutorul unor comutatoare care se află în serie cu rezistențe de valori relativ mari. În fig. 2.17 sînt indicate asemenea circuite.

Elementul Waidner-Wolff (fig. 2.17, *a*) produce o cădere de tensiune datorită trecerii curentului *I* print-un rezistor de rezistență mică R_0, șuntat

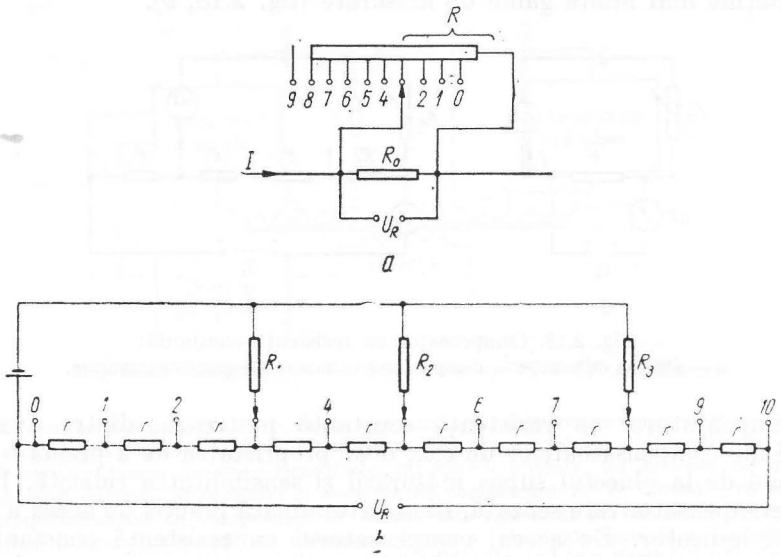


Fig. 2.17. Circuite pentru obținerea unor căderi de tensiune mici:
a — element Waidner-Wolff; *b* — circuit cu însumare de curenți.

de un rezistor variabil în trepte R, de rezistență relativ mare. Valorile treptelor lui R sînt astfel calculate, încît să modifice rezistența echivalentă a ansamblului în trepte mici, de exemplu de 0,001 Ω. Influența rezistențelor de contact, precum și a tensiunilor parazite la contacte, este micșorată în raportul $R_0/(R + R_0)$.

Circuitul cu însumare de curenți din fig. 2.17, *b* folosește 10 rezistoare *r* în serie, de rezistențe egale, în care se injectează curenți în raportul 1:1/10:1/100 etc. prin rezistoarele de valori relativ mari R_1, R_2, R_3 în raport 1:10:100 etc. Circuitul este afectat de erori sistematice de ordinul U_R/E_B, unde U_R este tensiunea obținută la borne, iar E_B este tensiunea electromotoare a bateriei de alimentare. Aceste erori devin neglijabile în cazul unor tensiuni U_R suficient de mici.

2.3.2. COMPENSATOARE CU REZISTENȚĂ CONSTANTĂ

Ideea de bază a compensatoarelor cu rezistență constantă este ilustrată în fig. 2.18, *a*. Tensiunea de măsurat este comparată cu căderea de tensiune RI pe un rezistor cuadripolar de valoare constantă R, parcurs de curentul I

reglabil, măsurat cu ajutorul unui instrument indicator (miliampermetru sau microampermetru). Rezultă

$$U_x = RI. \tag{2.17}$$

Scara instrumentului poate fi gradată direct în milivolți sau microvolți.

Folosind în locul rezistorului R un grup de rezistoare R_1, R_2, R_3 ... se pot obține mai multe game de măsurare (fig. 2.18, *b*).

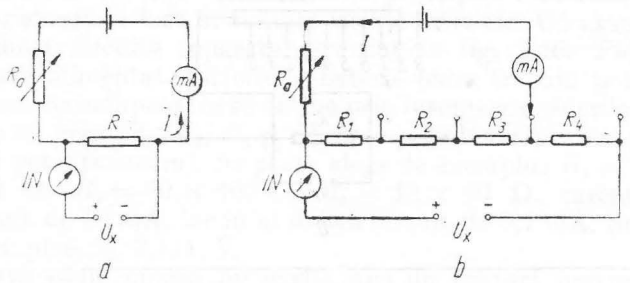


Fig. 2.18. Compensator cu rezistență constantă:
a — schema de bază; *b* — compensator cu mai multe game de măsurare.

Compensatorul cu rezistență constantă păstrează, dintre avantajele generale ale compensatoarelor de c.c., doar proprietatea de a prelua o putere neglijabilă de la obiectul supus măsurării și sensibilitatea ridicată. Precizia acestui compensator este scăzută, fiind determinată practic de aceea a instrumentului indicator. De aceea, compensatorul cu rezistență constantă este folosit ca atare numai în cazuri speciale, cînd precizia nu este un deziderat major. În unele aplicații, faptul că rezistența de ieșire a compensatorului este constantă reprezintă un avantaj important, asigurînd o sensibilitate constantă, regim de amortizare invariabil al galvanometrului etc. De asemenea, lipsa oricărui comutator sau element mecanic în circuitul de măsurare a tensiunii U_x facilitează măsurarea tensiunilor foarte mici, datorită absenței principalelor surse generatoare de tensiuni termoelectromotoare parazite.

În schimb, compensatorul cu rezistență constantă este întîlnit deseori în combinație cu compensatorul cu curent constant, servind de obicei la determinarea fracțiunilor mici ale tensiunii de măsurat (ultimele două cifre ale valorii măsurandului).

Dacă instrumentul magnetoelectric de măsurare a curentului I este înlocuit cu un mijloc mai precis pentru determinarea acestui curent, compensatorul cu rezistență constantă poate deveni un aparat superior majorității celorlalte tipuri de compensatoare de c.c.

Exemplul care ilustrează cel mai bine acest principiu este *compensatorul de c.c. cu comparator de curent**, la baza căruia stă comparatorul magnetic de c.c. [33]. Schema de principiu a acestui compensator este reprezentată în fig. 2.19. Partea principală a compensatorului este comparatorul de curent continuu, a cărui funcționare este descrisă la § 2.7.2. În primarul comparatorului este introdusă o sursă de curent constant, de rezistență internă foarte mare; în acest fel variația numărului de spire N_p nu influențează valoarea curentului. Sursa curentului

* Fabricat de firma *Guildline*, Canada.

secundar este comandată de înfășurarea de detecție a comparatorului de c.c. astfel, încît comparatorul este menținut în permanență la echilibru, caracterizat de relația

$$N_s I_s = N_p I_p. \tag{2.18}$$

Tensiunea de măsurat, egală la echilibru cu tensiunea la bornele rezistenței R, este

$$U_x = RI_s = \frac{RI_p}{N_s} N_p. \tag{2.19}$$

Mărimile R, I_p și N_s fiind constante, U_x este proporțional cu N_p. Numărul de spire N_p poate fi variat în decade de la 0 la 2000, cu *fracțiuni* realizate prin divizoare suplimentare, permi-

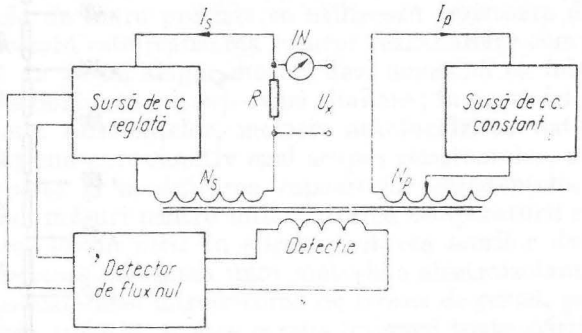


Fig. 2.19. Compensator de c.c. cu comparator de curent.

ținînd citirea rezultatului cu șapte cifre. În prealabil se face calibrarea compensatorului, conectînd la borne un element normal și variind I_p (sau N_p) pentru obținerea echilibrului. În acest fel, eroarea de zero și eroarea de proporționalitate sînt practic anulate, iar eroarea de liniaritate este foarte mică datorită principiului și construcției comparatorului de curent. Problema centrală a compensatorului cu comparator de curent este zgomotul propriu al comparatorului, care limitează pragul de sensibilitate obtenabil. Printr-o tehnologie specială a comparatorului, s-a obținut o precizie de 0,1 ppm și un prag de sensibilitate mai bun decît 0,1 μV. Ca urmare, compensatorul de c.c. cu comparator de curent este în prezent cel mai bun tip de compensator de c.c. realizat practic.

2.3.3. DIVIZOARE REZISTIVE DE TENSIUNE

Pentru extinderea limitei de măsurare a tensiunii, o practică curentă este asocierea divizoarelor de tensiune compensatoarelor de c.c. Trebuie remarcat că în acest fel, măsurarea își pierde caracterul de metodă de compensare, divizorul de tensiune preluînd putere de la obiectul supus măsurării. Precizia măsurării se menține însă ridicată, întrucît divizoarele de tensiune sînt de obicei de clase de precizie egale sau superioare compensatorului asociat.

Schema divizoarelor de tensiune uzuale este dată în fig. 2.20. Treptele de divizare sînt decadice, ceea ce ușurează citirea rezultatului. Măsurarea la bornele de ieșire făcîndu-se cu compensatorul, nu există efect de șuntare, menținîndu-se astfel precizia integrală a divizorului.

Limita superioară de măsurare a ansamblului compensator-divizor de tensiune este determinată, în cele mai multe cazuri, de efectele de încălzire a rezistoarelor divizorului. De obicei, divizoarele de tensiune de laborator pot fi folosite pentru măsurarea tensiunii pînă la 1 500 V. Tensiuni mai înalte pot fi măsurate cu ajutorul unor divizoare de construcție specială.

Există și divizoare de tensiune cu mai multe trepte de divizare. Multe dintre acestea sînt astfel realizate, încît rezistoarele componente sau grupuri ale acestora să aibă valori nominale egale, ceea ce permite compararea directă a lor, prin metode diferențiale, pentru determinarea erorii fiecărei trepte de

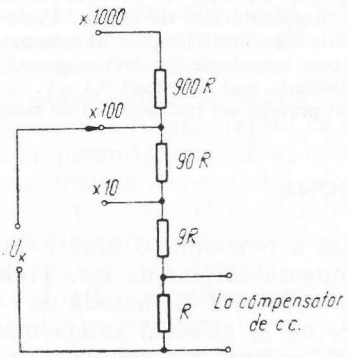


Fig. 2.20. Divizor rezistiv de tensiune, cu trei trepte de divizare.

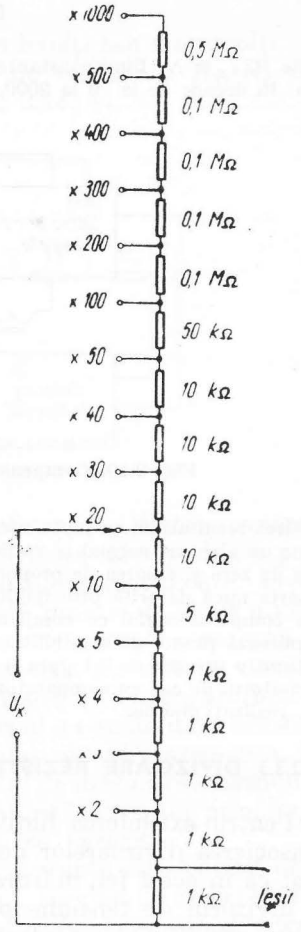


Fig. 2.21. Divizor de tensiune autocalibrabil.

divizare. În acest fel, întregul divizor de tensiune poate fi *autocalibrat*. Ca exemplu, schema unui divizor de tensiune autocalibrabil este reprezentată în fig. 2.21. Pentru autocalibrare, rezistorul inferior de 1 kΩ (pe care se obține tensiunea de ieșire) este comparat cu fiecare din următoarele patru rezistoare de cîte 1 kΩ, de exemplu printr-o metodă de substituție, deducîndu-se corecțiile corespunzătoare treptelor x2, x3, x4 și x5. Ansamblul primelor cinci rezistoare este comparat apoi cu rezistorul de 5 kΩ, ceea ce dă corecția pentru treapta x10. Mai departe, se procedează asemănător, comparînd 1+1+1+

+1+1+5 kΩ cu fiecare din rezistoarele de 10 kΩ etc. Operația de autocalibrare nu necesită nici un etalon exterior, ci numai dispozitive auxiliare (punte sau compensator).

Erorile divizoarelor de tensiune sînt determinate, în primul rînd, de abaterile rapoartelor rezistențelor componente de la valorile lor nominale. Chiar dacă aceste rapoarte sînt ajustate inițial cu precizie foarte bună, ele se pot modifica, în principal, din următoarele cauze: îmbătrînirea rezistoarelor, variația rezistențelor cu temperatura ambiantă, umiditatea etc.; variația rezistențelor în urma autoîncălzirii și influența rezistențelor de izolație. În divizoarele de mare precizie se utilizează rezistoare de bună stabilitate. O soluție eficientă este realizarea tuturor rezistoarelor componente din aceeași sîrmă (luată de pe un singur mosor, deci omogenă ca fabricație), cu aceeași tehnologie de bobinare, pe suporturi similare; în acest fel, toate efectele care duc la variația rezistențelor, inclusiv autoîncălzirea datorită curentului de lucru, vor acționa aproximativ egal asupra rezistoarelor, abaterile lor relative vor fi apropiate și modificarea rapoartelor rezistențelor va fi neglijabilă. În plus, se iau măsuri pentru uniformizarea temperaturii rezistoarelor, uneori prin imersarea lor în ulei. În sfîrșit, evitarea erorilor datorate rezistențelor de izolație reclamă utilizarea unor materiale electroizolante de bună calitate. O măsură radicală este introducerea de *ecrane de gardă*, pentru interceptarea curenților prin izolație. Aceste ecrane îmbracă toate părțile conductoare ale divizorului, inclusiv bornele; ele sînt menținute la potențiale egale cu ale

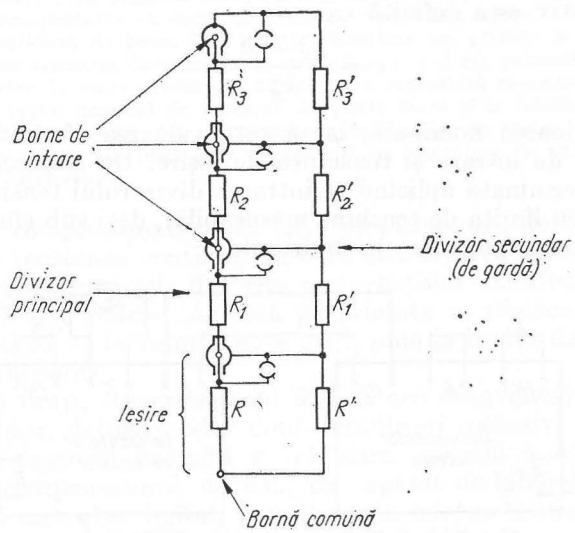


Fig. 2.22. Divizor de tensiune gardat (cu ecrane de gardă).

conductoarelor gardate, cu ajutorul unui al doilea divizor (care poate fi de precizie mai redusă). Curenții prin izolație sînt canalizați astfel către divizorul secundar, ocolind rezistoarele divizorului principal. În fig. 2.22 este dată o schemă tipică de divizor cu gardă.

2.3.4. CARACTERISTICI METROLOGICE ȘI UTILIZAREA COMPENSATOARELOR DE C.C. ȘI A DIVIZOARELOR DE TENSIUNE

Caracteristici metrologice. Există o diversitate foarte mare de parametri prin care fabricanții caracterizează performanțele metrologice ale compensatoarelor de c.c. Din această cauză, este dificilă compararea între ele a diferitelor construcții de compensatoare, unele specificații de fabrică fiind chiar confuze.

O recomandare internațională [9] definește următoarele clase de precizie pentru compensatoare: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1. Eroarea de bază tolerată este exprimată prin formula

$$e = \pm \frac{c}{100}\left(\frac{U_c}{10} + U_x\right), \tag{2.20}$$

în care: c este clasa de precizie; U_c — tensiunea de referință (convențională); U_x — tensiunea măsurată.

Valoarea lui U_c este de 1 V pentru compensatoarele cu limita de măsurare peste 1 V. Primul termen din formula (2.20) reprezintă o eroare de zero, semnificativă numai la măsurarea tensiunilor relativ mici. Al doilea termen este o eroare de proporționalitate.

Caracteristicile metrologice ale divizoarelor de tensiune se exprimă de asemenea prin clase de precizie [10], între 0,0001 și 0,1. Eroarea unui divizor de tensiune rezistiv este definită ca

$$e = \frac{k_N - k}{k_N}, \tag{2.21}$$

unde k_N este valoarea nominală, iar k este valoarea efectivă a raportului dintre tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire. De remarcat că valoarea lui k trebuie determinată aplicînd la intrarea divizorului tensiunea nominală (egală de obicei cu limita de tensiune măsurabilă), deci sub efectul autoîncălzirii rezistoarelor componente ale divizorului.

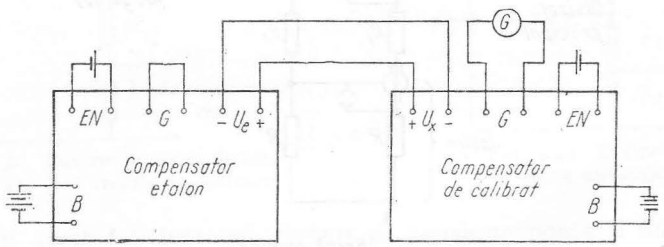


Fig. 2.23. Calibrarea unui compensator de c.c.

Calibrarea compensatoarelor de c.c. și a divizoarelor de tensiune. Metoda obișnuită de calibrare este comparația cu compensatoare și respectiv divizoare de tensiune etalon.

Pentru calibrarea unui compensator de c.c., se măsoară aceeași tensiune odată cu compensatorul de calibrat și apoi cu compensatorul etalon. În acest scop este necesar să se dispună de o sursă de tensiune variabilă și stabilă. O posibilitate mai simplă este de a utiliza chiar compensatorul etalon drept sursă (fig. 2.23). Bornele de galvanometru ale compensatorului etalon

se scurtcircuitează; în acest fel, la bornele lui de măsurare se regăsește tensiunea de compensare, a cărei valoare se citește pe indicatoarele sale.

Calibrarea divizoarelor de tensiune se face printr-o metodă diferențială, conform schemei din fig. 2.24. Tensiunea de eroare se măsoară cu un compensator de c.c. sau un voltmetru digital. Trebuie luate precauții pentru evitarea erorilor cauzate de tensiunile de mod comun.

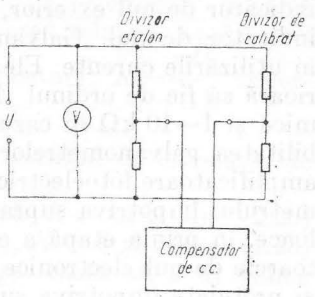


Fig. 2.24. Calibrarea unui divizor rezistiv de tensiune.

În cazul compensatoarelor de c.c. și divizoarelor de tensiune de precizie ridicată, metodele descrise nu sînt în general aplicabile. În aceste cazuri, se pornește de la faptul că atît compensatorul, cît și divizorul constituie *dispozitive de raport* care, cel puțin în principiu, pot fi *autocalibrate*, fără a se recurge la un etalon exterior. S-au dezvoltat o varietate mare de metode de autocalibrare, care permit determinarea erorilor oricărui tip de asemenea aparat.

De exemplu, compensatoarele cu echilibrare în decade pot fi autocalibrate prin *metoda în trepte* [12]. Se începe cu autocalibrarea decadei 10×100 mV. Fiecare treaptă a acestei decade, reprezentînd o creștere nominală de 100 mV, este comparată cu suma celor 10 trepte ale decadei imediat inferioare, adică 10×10 mV, reprezentînd o creștere nominală tot de 100 mV. Diferențele sînt măsurate prin substituție. Procedeul se repetă și pe decadele inferioare pînă la ultima, ale cărei trepte se apreciază prin măsurare directă. Din sistemul de ecuații care rezultă pot fi determinate erorile pentru toate indicațiile compensatorului, raportate la valoarea de referință de 1 V.

Numeroase tipuri de compensatoare de c.c. de precizie sînt prevăzute cu dispozitive interne de autocalibrare. În lipsa acestora, metoda de autocalibrare în trepte se aplică folosind un al doilea compensator ca sursă de tensiune variabilă; acesta trebuie să aibă stabilitate și rezoluție suficient de bune, fără cerințe deosebite cu privire la precizie.

Divizoarele de tensiune de construcție specială pot fi și ele autocalibrate (§ 2.3.3). La calibrarea divizoarelor de mare precizie, o dificultate o reprezintă necesitatea efectuării tuturor măsurărilor în regim nominal de tensiuni. Se poate lucra și la tensiuni scăzute, dacă în prealabil rezistoarele divizorului sînt aduse la temperatura lor de regim, prin aplicarea unei tensiuni alternative de 50 Hz (mai ușor de obținut în laborator) de valoare egală cu tensiunea nominală a divizorului.

Utilizarea compensatoarelor de c.c. Compensatorul de c.c. este un aparat de măsurat tensiunea continuă, la care atît eroarea instrumentală, cît și erorile de interacțiune și cele datorite perturbațiilor exterioare pot fi menținute la valori foarte reduse. Această proprietate se păstrează la măsurarea tensiunilor începînd de la valori foarte mici, pînă la limita de 1—2 V a compensatoarelor obișnuite.

În același timp, compensatorul de c.c. are dezavantajul unei manipulări relativ greoaie, datorită celor două echilibrări succesive necesare. Măsurarea cu compensatorul necesită o calificare specială a operatorului. Din această cauză, compensatorul de c.c., ca aparat de laborator, pierde teren în favoarea voltmetrului digital, care îl poate înlocui în majoritatea aplicațiilor. Excepție fac măsurările de cea mai mare precizie, precum și unele măsurări afectate de factori perturbatori extrem de puternici.

Alegerea tipului cel mai potrivit de compensator trebuie făcută în funcție de valoarea tensiunii de măsurat, de rezistența internă a sursei tensiunii de măsurat și de precizia necesară. În cazul unor tensiuni mici (pînă la cîteva zeci de milivolți) sînt avantajoase compensatoarele speciale pentru tensiuni mici, cu tensiuni termoelectromotoare proprii reduse. Compensatoarele de rezistență mare, cum sînt cele de tip Feussner, sînt nepotrivite pentru măsu-

rarea tensiunilor mici. Pe de altă parte, dacă sursa tensiunii de măsurat are rezistență internă mare, utilizarea unui compensator cu rezistență mică nu aduce nici un avantaj în ce privește sensibilitatea măsurării.

Întrucît majoritatea compensatoarelor de c.c. de precizie lucrează cu indicator de nul exterior, se pune problema alegerii celui mai potrivit tip de indicator de nul. Galvanometrele magnetoelectrice sînt încă predominante în utilizările curente. Ele trebuie alese astfel, încît rezistența lor critică exterioară să fie de ordinul 100—500 Ω în cazul compensatoarelor de rezistență mică și 1—10 kΩ în cazul compensatoarelor de rezistență mare. Dacă sensibilitatea galvanometrelor disponibile este insuficientă, se poate recurge la amplificatoare fotoelectrice. În toate cazurile, este necesară protecția galvanometrului împotriva supraîncărcării prin rezistoare de protecție sau alte mijloace, în prima etapă a echilibrării (zero brut). Mai avantajoase sînt indicatoarele de nul electronice, potrivite pentru orice tip de compensator, robuste și protejate împotriva supraîncărcării ((§ 2.6.3).

2.4. METODA COMPENSĂRII INCOMPLETE. VOLTMETRE DIFERENȚIALE

Metoda compensării incomplete pentru măsurarea tensiunii continue este o metodă diferențială, constînd în măsurarea cu un voltmetru indicator a diferenței dintre tensiunea necunoscută și o tensiune de compensare reglabilă, cunoscută (fig. 2.25).

Rezultă

$$U_x = U_c + \Delta U, \tag{2.22}$$

unde: U_x este tensiunea de măsurat; U_c — tensiunea de compensare; ΔU — tensiunea măsurată cu voltmetrul indicator.

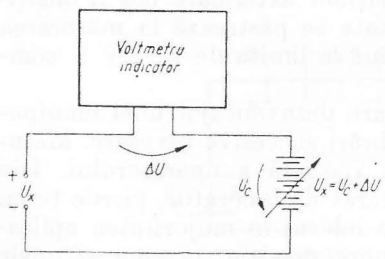


Fig. 2.25. Principiul voltmetrului diferențial.

Rezultatul se obține deci adăugînd la tensiunea de compensare, afișată de indicatoarele decadice ale unui divizor sau ale unei surse de referință reglabile, tensiunea măsurată de voltmetrul analogic, citită pe scara gradată a acestuia. De obicei, voltmetrul are scara cu zero la mijloc (tensiunea diferențială ΔU poate fi pozitivă sau negativă).

Dacă tensiunea de compensare U_c este reglabilă cu rezoluție suficientă, tensiunea diferențială ΔU poate fi adusă la zero. În acest caz, metoda devine o compensare completă și voltmetrul diferențial capătă proprietățile compensatorului de c.c. Păstrînd tensiunea diferențială ΔU mică în raport cu tensiunea de compensare U_c, metoda va avea proprietăți intermediare între măsurarea prin compensare completă și prin indicare directă.

Particularități ale metodei compensării incomplete. Eroarea de măsurare prin metoda compensării incomplete poate fi exprimată sub forma

$$e = \frac{K-1}{K} e_c + \frac{1}{K} e_V, \tag{2.23}$$

unde: e este eroarea relativă a măsurării lui U_x; e_c — eroarea relativă a măsurării tensiunii de compensare U_c; e_V — eroarea relativă a măsurării tensiunii diferențiale ΔU (eroarea voltmetrului indicator); $K = \frac{U_x}{\Delta U}$ raportul dintre tensiunea măsurată și tensiunea diferențială.

Expresia (2.23) a erorii poate fi dedusă ușor, pornind de la relația de bază (2.22) caracteristică metodei.

Dacă $\Delta U = 0$ (compensare completă), rezultă $K = \infty$ și din (2.23) se obține $e = e_c$. Dacă însă $U_c = 0$ (indicare directă), $K = 1$ și relația (2.23) dă $e = e_V$. Pentru practică, cel mai interesant este cazul $K \gg 1$, adică ΔU mică față de U_c. În acest caz

$$e \approx e_c + \frac{1}{K} e_V, \tag{2.24}$$

adică eroarea de măsurare este compusă din eroarea tensiunii de compensare plus eroarea voltmetrului micșorată de K ori. Pentru K suficient de mare (de exemplu $K > 1000$) eroarea e_V va avea o influență neglijabilă asupra măsurării.

O altă proprietate importantă a voltmetrului diferențial se referă la rezistența de intrare. Din considerații simple, rezultă

$$R_i = KR_V, \tag{2.25}$$

unde: R_i este rezistența de intrare a voltmetrului diferențial; R_V — rezistența voltmetrului indicator; $K = \frac{U_x}{\Delta U}$ — raportul dintre tensiunea măsurată și tensiunea diferențială.

Rezistența de intrare a voltmetrului diferențial poate fi adusă la valori foarte ridicate, dacă raportul K este suficient de mare. Practic, se realizează cu ușurință $R_V = 1\ \text{M}\Omega$, deci pentru $K = 1000$ rezultă $R_i = 1\ \text{G}\Omega$. Evident, la compensare completă, cînd $K = \infty$, rezultă $R_i = \infty$.

Tipuri de voltmetre diferențiale. Din cele de mai sus reiese principalul avantaj al voltmetrului diferențial în comparație cu compensatorul de c.c.: o mai mare flexibilitate, aparatul permițînd trecerea de la funcționarea prin compensare completă sau cvasi-completă pînă la funcționarea cu indicare directă. În plus, voltmetrul indicator electronic prezintă avantaje importante față de indicatoarele de nul clasice: este mai rapid, poate fi supraîncărcat, nu necesită reglarea sensibilității etc. Pentru a extinde și mai mult posibilitățile voltmetrului diferențial, s-a căutat realizarea unui deziderat pe care compensatorul nu-l poate satisface, și anume măsurarea prin compensare pînă la tensiuni relativ mari. Toate voltmetrele diferențiale măsoară prin compensare pînă la cel puțin 10 V (față de 1—2 V la compensatoare).

La tensiuni mai mari, apar dificultăți în generarea tensiunii de compensare. Pentru a le evita, la multe voltmetre diferențiale se folosește un divizor rezistiv la intrare, în rapoartele 1 : 10 și 1 : 100, care reduce tensiunile din gamele de 100 V și de 1000 V la intervalul de bază de 0—10 V; evident, prin aceasta se pierd avantajele metodei compensării. Există și voltmetre diferențiale care măsoară prin compensare pînă la 1000 V (unele pînă la 500 V), folosind tehnici speciale pentru obținerea tensiunii de compensare cu precizia necesară. În sfîrșit, o soluție de compromis este cea care introduce un amplificator de eroare la intrare, urmat de un amplificator de înaltă tensiune cu reacție; în acest fel, se realizează o rezistență de intrare de valoare mare pe toate gamele, compensarea făcîndu-se la nivel mic (de exemplu, 0—1 V) *. În fig. 2.26 sînt reprezentate schemele bloc ale celor trei variante de voltmetre diferențiale.

Principalele dificultăți în realizarea voltmetrelor diferențiale sînt legate de sursa de referință de înaltă tensiune. Stabilitatea acesteia influențează direct precizia măsurării. Precizia mai este determinată de stabilitatea divizorului rezistiv în decade și a divizorului de intrare (divizorul de gamă).

Voltmetrul indicator este prevăzut de obicei cu un număr mare de game de măsurare, comutabile. În acest fel, aparatul poate lucra atît ca voltmetru diferențial, cît și ca voltmetru indicator. Unele voltmetre diferențiale pot funcționa și ca sursă de referință reglabilă de mare precizie (etalon de tensiune). Aproape toate voltmetrele diferențiale sînt prevăzute cu ieșire pentru înregistrator (în paralel pe voltmetrul indicator, cu înregistrarea tensiunii ΔU).

Caracteristici metrologice și utilizare. Nu există normative care să unifice modul de specificare a caracteristicilor metrologice ale voltmetrelor diferențiale. Rezoluția tensiunii de compensare este de 10^{-7} sau 10^{-6} (7 sau 6 decade). Eroarea tolerată este dată de obicei sub forma unei sume dintre o eroare de proporționalitate și o eroare de zero. Majoritatea voltmetrelor diferențiale sînt aparate de precizie foarte ridicată, avînd eroarea tolerată de 5—20 ppm din valoarea măsurată plus 1—10 ppm din limita de gamă. Această precizie este garantată de obicei pe o perioadă de 30 zile. Este prevăzută posibilitatea autocalibrării complete a aparatului, cu excepția unui singur punct, în care se folosește un etalon exterior de precizie, de regulă un element normal.

Gamele de măsurare sînt 1000 V, 100 V, 10 V, iar la unele aparate și 1 V și 0,1 V. Voltmetrul indicator al aparatului are game de măsurare multiple, pînă la 1000 V; astfel aparatul poate fi folosit cu diferite valori ale raportului $K = U_x/\Delta U$, de la $K = \infty$ (cu aducerea la zero a indicației, deci în regim de compensator) pînă la $K = 0$ (cu tensiune de compensare zero, adică în regim de aparat indicator). Rezistența de intrare variază de la infinit (la compensarea completă) pînă la rezistența proprie a voltmetrului indicator (de obicei de 1 MΩ sau 10 MΩ).

Aria de utilizare a voltmetrelor diferențiale este foarte largă. Ele sînt superioare multor tipuri de compensatoare de c.c., putîndu-le înlocui în diverse aplicații. Față de voltmetrele digitale, voltmetrele diferențiale au avantajul indicatorului analogic, care permite urmărirea comodă a unei tendințe de variație a mărimii măsurate, înregistrarea ei etc. Voltmetrul diferențial este instrumentul ideal pentru determinarea variațiilor mici (în timp, sau ca efect al modificării unor factori de influență) a unei tensiuni sau a unei mă-

* De exemplu voltmetrul diferențial tip 740 B produs de firma *Hewlett-Packard*, S.U.A.

rimi convertibile în tensiune. Exemple de asemenea măsurări sînt: urmărirea stabilității tensiunii surselor stabilizate, determinarea coeficienților de temperatură, calibrarea voltmetrelor și ampermetrelor (prin intermediul unui șunt), sortarea de componente etc.

În efectuarea măsurărilor, precauțiile necesare sînt în linii mari aceleași ca la compensatoarele de c.c. Manevrarea voltmetrului diferențial este însă mult mai simplă. În general, la măsurarea unei tensiuni a cărei valoare nu este cunoscută nici cu aproximație, se face o primă măsurare cu voltmetrul indicator pe o scară convenabilă, fără tensiune de compensare (toate indicatoarele decadelor pe zero). În acest fel, se obține un rezultat brut cu o precizie de cîteva procente. Se aplică apoi o tensiune de compensare apropiată de valoarea măsurandului și se trece voltmetrul indicator pe o gamă mai mică, pentru citirea diferenței. Dacă este necesară urmărirea variației măsurandului între două limite previzibile, gama voltmetrului indicator se alege astfel ca să acopere plaja cuprinsă între aceste două limite.

2.5. MĂSURAREA TENSIUNII CONTINUE PRIN CONVERSIUNE ANALOG-DIGITALĂ. VOLTMETRE DIGITALE

Prezentarea numerică a rezultatului măsurării mărimilor cu variație continuă necesită conversiunea analog-digitală a acestor mărimi. Tensiunea continuă este mărimea electrică care se pretează cel mai ușor conversiunii analog-digitale. Ca urmare, voltmetrul digital a devenit un aparat de măsurat aproape universal, capabil să măsoare și curent continuu, tensiune alternativă, curent alternativ, rezistență, capacitate etc. prin convertoare de intrare adecvate.

Afișarea digitală rezolvă radical problema erorii de citire și dă astfel cale liberă creșterii preciziei globale a aparatului. Tehnicile actuale folosite în voltmetrele digitale asigură o precizie net superioară aparatelor analogice, ajungînd comparabilă cu cea a compensatoarelor de c.c. și a voltmetrelor diferențiale. Proprietățile care disting voltmetrele digitale de toate celelalte aparate de măsurat tensiunea sînt în primul rînd, funcționarea automată, rapiditatea măsurării, programabilitatea și compatibilitatea cu sistemele de măsurare. Pe de altă parte, manevrarea voltmetrelor digitale nu necesită o calificare deosebită din partea operatorului (cu excepția unor măsurări speciale). Aceste calități explică marea popularitate a voltmetrului digital, în continuă creștere și datorită prețului accesibil la care a ajuns.

Schema bloc generală a unui voltmetru digital este reprezentată în fig. 2.27. Blocul de intrare conține un amplificator cu rezistență de intrare mare, divizor de tensiune pentru gamele de măsurare superioare și eventuale dispozitive suplimentare ca filtre, comutator automat al gamelor etc. Gamele de măsurare ale voltmetrelor digitale sînt realizate totdeauna în rapoartele 1: 10: 100: 1000 etc., de exemplu 0,1 V;1 V; 10 V; 100 V și 1000 V. De regulă, se prevede o depășire a limitei de gamă, de 10%, 20%, 50% sau 100%, numărul maxim afișat pe fiecare gamă fiind de forma 10999, 11999, 14999 și respectiv 19999. Gama de bază a voltmetrelor digitale este cea de 1 V sau 10 V.

Pe gama de bază, amplificarea blocului de intrare este de obicei egală cu 1, precizia aparatului este optimă iar impedanța de intrare este maximă (de obicei peste 1 GΩ). Pe gamele inferioare amplificarea blocului de intrare este supraunitară, iar pe gamele superioare se introduce un divizor rezistiv în

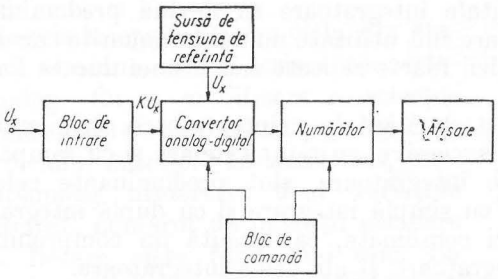


Fig. 2.27. Schema bloc generală a unui voltmetru digital.

trepte, de cele mai multe ori cu rezistența de intrare de 10 MΩ. Prezența divizorului de intrare face ca pe gamele superioare de măsurare precizia de măsurare să scadă.

Convertorul analog-digital compară tensiunea KU_x de la ieșirea blocului de intrare cu tensiunea de referință U_r furnizată de sursa de referință și generează o succesiune de impulsuri, corelată pe baza unui anumit cod cu valoarea tensiunii KU_x. Impulsurile sînt aplicate numărătorului și rezultatul, după conversiunea de cod necesară, este afișat numeric.

Blocul de comandă asigură succesiunea corectă a tuturor operațiilor, inclusiv inițierea fiecărei măsurări, durata măsurării și a afișării etc.

2.5.1. TIPURI PRINCIPALE DE VOLTMETRE DIGITALE

Partea cea mai specifică a voltmetrului digital, care determină în mare parte proprietățile sale, este convertorul analog-digital. Există o mare varietate de tipuri de convertoare analog-digitale, cu o utilizare mai mult sau mai puțin largă în voltmetrele digitale actuale. Toate acestea pot fi împărțite în două mari categorii: neintegratoare și integratoare. Corespunzător acestora, voltmetrele digitale pot fi și ele neintegratoare sau integratoare.

Voltmetrele digitale neintegratoare eșantionează tensiunea necunosută și îi măsoară valoarea instantanee, în momentul eșantionării, În acest fel, există posibilitatea de a efectua măsurarea într-un timp foarte scurt, respectiv de a repeta măsurarea de multe ori pe secundă. Acest avantaj este însă anulat în multe cazuri din practică de necesitatea filtrării tensiunii măsurate, pentru reducerea pulsațiilor acesteia și a diverselor perturbații. Filtrele introduc o întîrziere considerabilă în stabilirea tensiunii la intrarea aparatului, limitînd astfel viteza de măsurare.

Voltmetrele digitale integratoare măsoară valoarea medie a tensiunii necunoscute, pe un interval de timp determinat, prin integrarea acestei tensiuni. În consecință, durata unei măsurări nu poate fi mai mică decît durata

integrării, de obicei de 20 ms sau un multiplu al acestei valori, pentru rejecția optimă a semnalelor perturbatoare de 50 Hz suprapuse. Practic aceste voltmetre nu depășesc cadența de 10 măsurări pe secundă. În schimb, ele prezintă avantajul important al reducerii considerabile a tensiunilor alternative suprapuse fără necesitatea filtrării tensiunii măsurate. Acest avantaj a făcut ca voltmetrele digitale integratoare să devină predominante; voltmetrele digitale neintegratoare sînt utilizate numai în anumite cazuri speciale, pentru obținerea unei precizii foarte ridicate sau a unei durate foarte scurte a măsurării.

Dintre voltmetrele digitale neintegratoare, cele mai importante sînt cele cu aproximații succesive, cu rampă liniară și cu rampă în trepte. Dintre voltmetrele digitale integratoare, sînt predominante cele cu conversiune tensiune-frecvență, cu simplă integrare și cu dublă integrare. Se folosesc de asemenea și tehnici combinate, care caută un compromis între avantajele voltmetrelor neintegratoare și ale celor integratoare.

Este interesant de observat că tipurile răspîndite de voltmetre digitale (cu excepția celor bazate pe aproximații succesive) folosesc conversiunea intermediară tensiune-timp sau tensiune-frecvență, datorită ușurinței măsurării digitale a duratei și a frecvenței.

Voltmetre digitale cu aproximații succesive. Schema bloc simplificată a unui voltmetru digital cu aproximații succesive este reprezentată în fig. 2.28. Caracteristic pentru acest tip de voltmetru este convertorul digital-analog, care reconvertește semnalul digital într-un semnal analogic, pentru ca acesta să fie comparat cu semnalul de intrare. Blocul de logică, acționat de blocul de comandă, aplică convertorului digital-analog succesiv semnale corespunzătoare cifrelor binare, începînd cu cel mai înalt rang. Comparatorul înregistrează în memoria sa (un condensator) tensiunile furnizate de convertorul digital-analog (cu comutatorul K pe poziția *2*) și le compară cu tensiunea

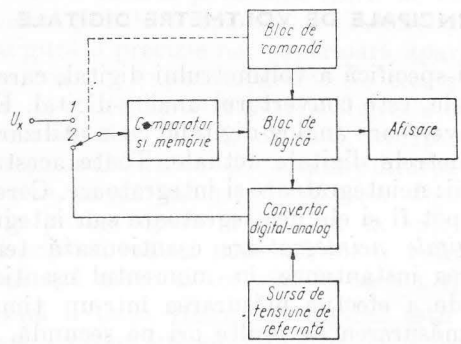


Fig. 2.28. Voltmetru digital cu aproximații succesive.

de măsurat U_x (cu comutatorul K pe poziția *1*). În funcție de rezultatul comparației, blocul de logică reține cifra binară 1 sau 0 și procesul continuă cu rangurile inferioare. În finalul ciclului, starea logică a blocului de logică va corespunde reprezentării digitale a tensiunii U_x care, după o conversiune

binar-zecimală, este afișată. Procesul este în mare măsură asemănător echilibrării manuale a unui compensator de c.c., unde se urmărește la indicatorul de nul dacă introducerea unei trepte a produs o subcompensare sau o supracompensare (indicatorul de nul la stînga sau la dreapta zeroului), ajungîndu-se prin tatonări succesive la echilibru.

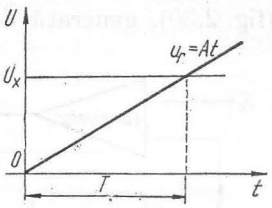


Fig. 2.29. Principiul voltmetrului digital cu rampă liniară.

Procesul descris începe la fiecare ciclu din starea inițială. adică tensiune nulă la ieșirea convertorului digital-analog. Cu o modificare a schemei logice, ciclul de măsurare poate fi reluat pornind de la starea finală a ciclului anterior. În acest caz, convertorul digital-analog urmărește doar variațiile tensiunii de măsurat, numărul de operații necesare de efectuat în fiecare ciclu fiind mai mic. La multe voltmetre de acest tip, există posibilitatea alegerii unuia sau altuia din cele două moduri de lucru.

Precizia voltmetrului digital cu aproximații succesive depinde critic de precizia convertorului digital-analog și de stabilitatea tensiunii de referință. Ea este influențată de asemenea de caracteristicile comparatorului și ale memoriei. În principiu, este posibilă obținerea unor precizii globale foarte ridicate, pînă la ordinul 5—10 ppm, dar în acest caz aparatul devine relativ costisitor.

Durata măsurării depinde de tipul comutatoarelor folosite în convertorul digital-analog și la intrarea comparatorului. În cazul comutatoarelor cu corp solid (cu dispozitive semiconductoare) se pot obține cîteva mii de măsurări pe secundă. Viteze și mai mari pot fi realizate folosind un convertor digital-analog paralel în locul celui de tip serie.

Voltmetre digitale cu rampă liniară. Aceste voltmetre folosesc conversiunea intermediară tensiune-timp, prin compararea tensiunii de măsurat U_x cu o tensiune de referință liniar crescătoare în timp $u_r = At$ (fig. 2.29), unde A este o constantă. Evident, intervalul de timp T este proporțional cu tensiunea de măsurat

$$U_x = AT. \tag{2.26}$$

Durata T se măsoară prin numărarea unor impulsuri de frecvență stabilă f în intervalul de la 0 la T:

$$N = fT. \tag{2.27}$$

Din (2.26) și (2.27) rezultă

$$N = \frac{f}{A} U_x. \tag{2.28}$$

Numărul N afișat de numărător este astfel proporțional cu U_x.

Precizia voltmetrului este determinată de stabilitatea frecvenței f, de liniaritatea tensiunii u_r și stabilitatea pantei A. Intervin de asemenea decalajele și deriva comparatoarelor care determină momentele 0 și T.

Voltmetrele digitale cu rampă liniară sînt folosite relativ rar și au o importanță mai mult de principiu.

Voltmetre digitale cu rampă în trepte. La acest voltmetru, tensiunea de măsurat este comparată cu o tensiune care crește în timp cu trepte egale (fig. 2.30), generată de un convertor digital-analog. Un numărător numără

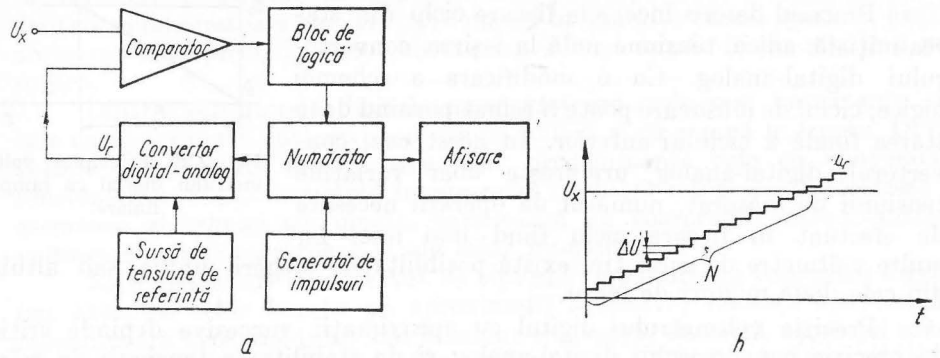


Fig. 2.30. Voltmetru digital cu rampă în trepte:
a — schema bloc simplificată; *b* — diagrama tensiunilor.

cuantele ΔU necesare pentru ca tensiunea în trepte să egaleze tensiunea de intrare. Convertorul digital-analog primește impulsurile necesare prin intermediul unei porți, comandată de blocul de logică. Prezența convertorului digital-analog face ca acest tip de voltmetru digital să prezinte o analogie cu cel bazat pe aproximații succesive.

Precizia voltmetrului cu rampă în trepte depinde în primul rînd de precizia convertorului digital-analog și de stabilitatea frecvenței impulsurilor numărate. Sistemul se distinge prin simplitate, dar nu poate asigura performanțe deosebite (eroarea de conversiune este de 0,05—0,1%, iar cadența măsurării de cel mult 10 măsurări pe secundă).

Voltmetre digitale cu conversiune tensiune-frecvență. Se bazează pe compararea tensiunii de măsurat cu valoarea medie a unei succesiuni de impulsuri de tensiune și durată constante, cu frecvență de repetiție variabilă. Schema bloc simplificată a unui voltmetru de acest tip este reprezentată în fig. 2.31, *a*. La aplicarea tensiunii de măsurat U_x presupusă pozitivă, integratorul începe să genereze o tensiune liniar descrescătoare. Comparatorul compară această tensiune cu o tensiune de prag U_p negativă. În momentul egalității celor două tensiuni, comparatorul emite un impuls de comandă către generatorul impulsurilor de referință, care generează un impuls negativ de amplitudine U_i constantă și de durată T_1 de asemenea constantă. Acest impuls produce asupra integratorului o acțiune contrară tensiunii U_x și panta tensiunii u_2 la ieșirea integratorului devine crescătoare. După încetarea impulsului, asupra integratorului acționează din nou numai U_x și ciclul se repetă. Cu cît U_x este mai mare, cu atît durata T_2 de revenire la nivelul de prag U_p este mai scurtă și deci frecvența de producere a impulsurilor crește.

Ținînd seama că integratorul însumează curenții prin R_1 și R_2, dintre care U_x/R_1 acționează tot timpul iar U_i/R_2 acționează numai pe durata T_1, se poate scrie ecuația

$$-\frac{U_x}{R_1C}(T_1 + T_2) + \frac{U_i}{R_2C}T_1 = 0, \tag{2.29}$$

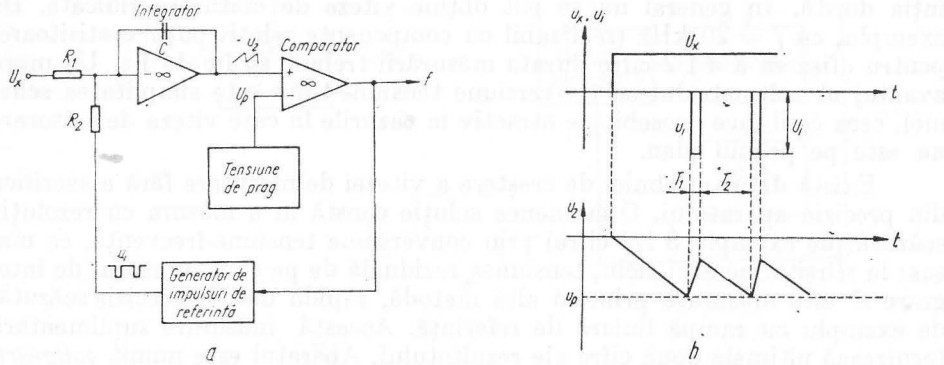


Fig. 2.31. Voltmetru digital cu conversiune tensiune-frecvență:
a — schema bloc simplificată; *b* — diagrama tensiunilor

care exprimă echilibrul cantităților de electricitate furnizate integratorului (din acest motiv convertorul tensiune-frecvență descris se mai numește *convertor cu echilibru de sarcini*).

Din (2.29) rezultă perioada de repetiție

$$T = T_1 + T_2 = \frac{R_1}{R_2}\frac{U_i}{U_x}T_1 \tag{2.30}$$

și frecvența de ieșire

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{R_1}\frac{U_x}{T_1U_i}. \tag{2.31}$$

Este interesant de remarcat că tensiunea de prag U_p nu intervine în expresia frecvenței f.

Frecvența f se măsoară numărînd impulsurile de la ieșirea comparatorului într-un interval de timp constant, de obicei de 0,1 s sau 1 s.

Elementul cheie al acestui tip de voltmetru digital este generatorul de impulsuri de referință, care trebuie să genereze impulsuri cu *aria* $\int u_i dt$ cît mai constantă (nu este necesar ca aceste impulsuri să fie dreptunghiulare, așa cum s-a presupus în explicarea funcționării voltmetrului). Soluția obișnuită este aceea a descărcării unui condensator încărcat în prealabil la o tensiune constantă. Se folosesc și dispozitive magnetice bazate pe un transformator cu miez din material cu buclă de histerezis dreptunghiulară.

Pentru a se putea măsura tensiuni de ambele polarități, se folosește un al doilea ansamblu de comparator (cu o tensiune de prag pozitivă) și

generator de impulsuri de referință. Numărătorul utilizat în acest caz trebuie să fie reversibil, deoarece numai în acest fel pot fi măsurate tensiuni care își schimbă polaritatea în timpul unui ciclu de măsurare.

Precizia care poate fi obținută la voltmetrele cu conversiune tensiune-frecvență este de aproximativ 0,01 %. Viteza de măsurare depinde de frecvența maximă de lucru a generatorului de impulsuri de referință și de rezoluția dorită. În general nu se pot obține viteze de măsurare ridicate. De exemplu, cu $f = 20$ kHz (realizabil cu componente relativ puțin costisitoare) pentru afișarea a 4 1/2 cifre durata măsurării trebuie să fie de 1 s. Un mare avantaj al voltmetrului cu conversiune tensiune-timp este simplitatea schemei, ceea ce îl face deosebit de atractiv în cazurile în care viteza de măsurare nu este pe primul plan.

Există diferite tehnici de creștere a vitezei de măsurare fără a sacrifica din precizia aparatului. O asemenea soluție constă în a măsura cu rezoluție scăzută (de exemplu 3 1/2 cifre) prin conversiune tensiune-frecvență, ca mai sus: la sfîrșitul acestui ciclu, tensiunea reziduală de pe condensatorul de integrare C este măsurată printr-o altă metodă, rapidă dar de precizie scăzută, de exemplu cu rampă liniară de referință. Această măsurare suplimentară furnizează ultimele două cifre ale rezultatului. Aparatul este numit *voltmetru cu interpolare* și este capabil să efectueze pînă la 50 măsurări pe secundă.

Voltmetre digitale cu dublă integrare (dublă rampă). Tehnica dublei integrări reprezintă o variantă a conversiunii intermediare tensiune-timp, efectuată în două etape. Schema bloc simplificată a unui voltmetru cu dublă integrare este dată în fig. 2.32, *a*, iar diagrama variației în timp a tensiunilor în figura 2.32, *b*. În prima etapă a măsurării, la intrarea integratorului este aplicată tensiunea de măsurat U_x, care este integrată într-un interval de timp T_1 determinat. La ieșirea integratorului se obține

$$U_2 = - U_x \frac{T_1}{RC} . \tag{2.32}$$

În a doua etapă a măsurării, comutatorul K de la intrare trece pe poziția *2* și la intrarea integratorului se aplică o tensiune de referință constantă U_r. Acest proces continuă pînă cînd tensiunea la ieșirea integratorului revine la zero. Această condiție se scrie

$$U_2 + U_r \frac{T_2}{RC} = 0 \tag{2.33}$$

sau, înlocuind pe U_2

$$- U_x \frac{T_1}{RC} + U_r \frac{T_2}{RC} = 0, \tag{2.34}$$

de unde rezultă

$$U_x = U_r \frac{T_2}{T_1}, \tag{2.35}$$

unde T_2 este intervalul de timp necesar revenirii tensiunii integratorului la zero.

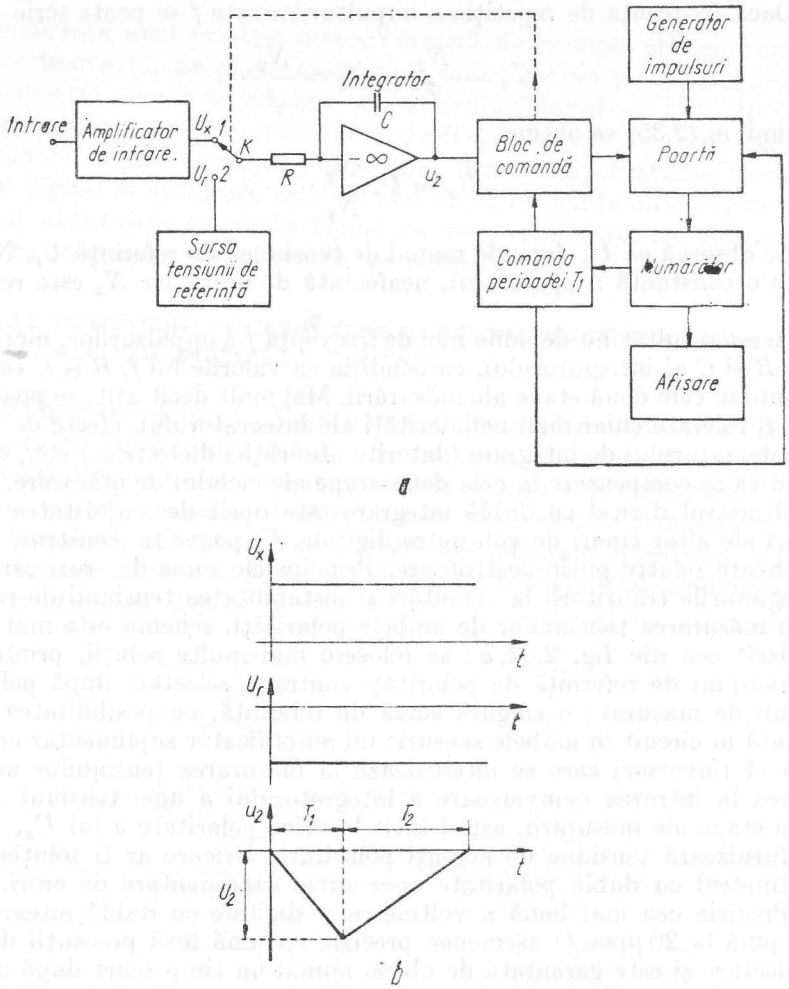


Fig. 2.32. Voltmetru digital cu dublă integrare (dublă rampă):
a—schema bloc simplificată; *b*—diagrama tensiunilor.

După cum rezultă din schema bloc (fig. 2.32, *a*), durata T_1 este comandată pornind de la numărător, între două stări distincte ale acestuia, corespunzînd la N_1 impulsuri, de exemplu de la 0 la 20 000. În acest interval de timp, blocul de comandă menține comutatorul K pe poziția *1* (U_x) și poarta deschisă. La semnalul de sfîrșit al perioadei T_1, blocul de comandă comută intrarea pe poziția *2* (U_r) și menține poarta deschisă pînă cînd tensiunea u_2 ajunge nulă. În acest timp numărătorul (pornind de la zero) numără N_2 impulsuri.

Dacă frecvența de repetiție a impulsurilor este f se poate scrie

$$T_1 = \frac{N_1}{f}\ ;\quad T_2 = \frac{N_2}{f}. \tag{2.36}$$

Înlocuind în (2.35) se obține

$$U_x = U_r \frac{N_2}{N_1}. \tag{2.37}$$

Se observă că U_x depinde numai de tensiunea de referință U_r. Numărul N_1 este o constantă a aparatului, neafectată de erori, iar N_2 este rezultatul afișat.

Acest rezultat nu depinde nici de frecvența f a impulsurilor, nici de parametrii R și C ai integratorului, cu condiția ca valorile lui f, R și C să rămînă constante în cele două etape ale măsurării. Mai mult decît atît, se poate arăta că pot fi tolerate chiar mici neliniarități ale integratorului, efecte de *memorie* ale condensatorului de integrare (datorite absorbției dielectrice) etc., deoarece ele tind să se compenseze în cele două etape ale ciclului de măsurare. În acest fel, voltmetrul digital cu dublă integrare este lipsit de majoritatea surselor de erori ale altor tipuri de voltmetre digitale. El poate fi construit folosind componente relativ puțin costisitoare. Principalele surse de erori care rămîn sînt regimurile tranzitorii la comutări și instabilitatea tensiunii de referință. Pentru măsurarea tensiunilor de ambele polarități, schema este mai complicată decît cea din fig. 2.32, *a*; se folosesc mai multe soluții, printre care: două tensiuni de referință de polarități contrare, selectate după polaritatea tensiunii de măsurat; o singură sursă de referință, cu posibilitatea de a fi conectată în circuit în ambele sensuri; un amplificator suplimentar cu amplificarea -1 (inversor) care se intercalează la măsurarea tensiunilor negative; aplicarea la intrarea neinversoare a integratorului a unei tensiuni $U_r/2$ în ambele etape ale măsurării, astfel încît la orice polaritate a lui U_x, integratorul furnizează tensiune de aceeași polaritate. Oricare ar fi soluția aleasă, la voltmetrul cu dublă polaritate apar surse suplimentare de erori.

Precizia cea mai bună a voltmetrelor digitale cu dublă integrare este de 10 pînă la 20 ppm. O asemenea precizie reclamă însă precauții deosebite în proiectare și este garantată de obicei numai un timp scurt după calibrare (de regulă 24 ore). Ea este întîlnită la voltmetre cu 5 sau 6 cifre. Voltmetrele digitale de utilizarea cea mai largă sînt cele cu 4 1/2 cifre, avînd eroarea de bază 0,01% sau 0,02% și cele cu 3 1/2 cifre, avînd eroarea de bază de 0,1%.

Pentru o rejecție optimă a semnalelor perturbatoare de 50 Hz, durata T_1 trebuie să fie un multiplu de 20 ms. Durata T_2 fiind de obicei de același ordin de mărime cu T_1 sau mai mică, numărul de măsurări pe secundă nu poate depăși 25. Voltmetrele de uz curent sînt capabile să efectueze un număr de 5 pînă la 10 măsurări pe secundă.

Voltmetre digitale care folosesc tehnici combinate. Cele mai răspîndite tipuri de voltmetre digitale care combină sistemele neintegratoare cu cele integratoare efectuează o primă măsurare brută pe principiul compensării, cu un convertor digital—analog în reacție. Diferența $U_x - U_c$ dintre tensiunea de măsurat și cea de compensare (furnizată de convertorul digital—analog)

este măsurată apoi printr-o metodă directă, de exemplu prin conversiune tensiune —frecvență. Se poate arăta că în acest proces precizia aparatului depinde practic numai de precizia convertorului digital—analog. În variantele de cea mai mare precizie, aparatul poate fi asemănat cu un compensator de c.c. programabil avînd calitățile celor mai bune compensatoare clasice. Voltmetrul digital în ansamblu este capabil de performanțe metrologice deosebite reunind avantajele celorlalte tipuri de voltmetre: precizie ridicată, viteză mare de măsurare, imunitate la perturbații.

2.5.2. FUNCȚIUNI ȘI CARACTERISTICI CONSTRUCTIVE COMUNE ALE VOLTMETRELOR DIGITALE

Multimetre digitale. Majoritatea voltmetrelor digitale moderne sînt prevăzute cu posibilitatea măsurării mai multor mărimi: tensiune și curent continue și alternative, rezistență, raport de tensiuni etc. Voltmetrul digital propriu-zis, lucrînd pe gama de măsurare de bază, rămîne nemodificat pe toate aceste funcțiuni, adăugîndu-i-se convertoare adecvate la intrare (adaptoare) pentru fiecare mărime în parte (fig. 2.33). Se obține astfel configurația tipică a unui multimetru digital.

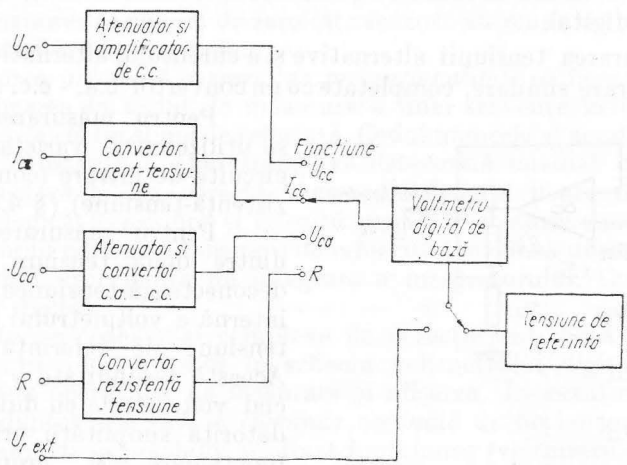
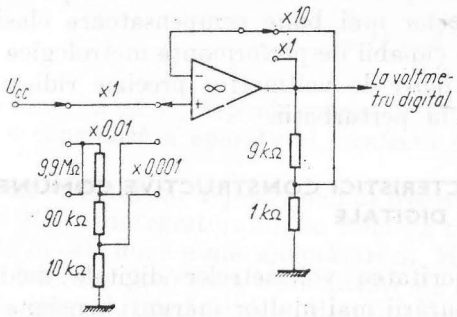


Fig. 2.33. Multimetru digital pentru măsurarea tensiunii continue, curentului continuu, tensiunii alternative, rezistenței și raportului de tensiuni.

Un circuit de intrare pentru măsurarea tensiunii continue este reprezentat în fig. 2.34. El este compus dintr-un atenuator rezistiv cu trei trepte de atenuare și un amplificator cu reacție negativă, cu două trepte de amplificare. Prin combinarea treptelor de atenuare $\times 1$, $\times 0,01$ și $\times 0,001$ și a treptelor de amplificare $\times 10$ și $\times 1$ se obțin cinci game de măsurare. Se observă

că pe gamele de 0,1 V și 1 V rezistența de intrare este foarte mare (intrarea amplificatorului operațional, de obicei peste 1 GΩ), pe cînd pe gamele de 10 V, 100 V și 1000 V rezistența de intrare este de 10 MΩ (dată de divizorul rezistiv).



Gama	Atenuator	Amplificator
0,1 V	x1	x10
1 V	x1	x1
10 V	x0,01	x10
100 V	x0,01	x1
1000 V	x0,001	x1

Fig. 2.34. Exemplu de circuit de intrare al unui voltmetru digital.

Pentru măsurarea curentului continuu se poate folosi un circuit de intrare ca în fig. 2.35. Curentul de măsurat parcurge un șunt comutabil producînd o cădere de tensiune nominală de 100 mV. Amplificatorul de c.c. pus pe poziția $\times 10$ furnizează la ieșire o tensiune de 0 — 1 V, care se aplică voltmetrului digital.

La măsurarea tensiunii alternative și a curentului alternativ se folosesc circuite de intrare similare, completate cu un convertor c.a. - c.c. (subcap. 3.3).

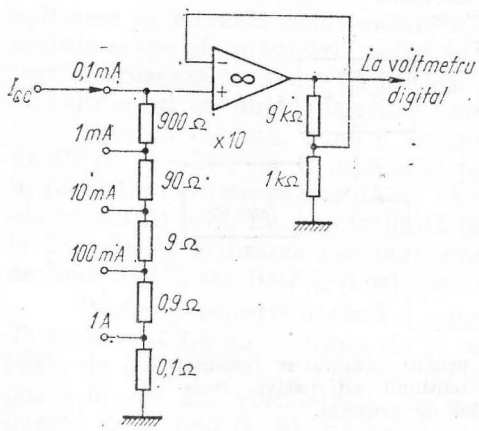


Fig. 2.35. Circuit de intrare pentru măsurarea curentului continuu.

Pentru măsurarea rezistenței se utilizează o varietate mare de circuite de intrare (convertoare rezistență-tensiune) (§ 4.3.1).

Pentru măsurarea raportului dintre două tensiuni continue se deconectează tensiunea de referință internă a voltmetrului și se aplică o tensiune de referință exterioară. Această posibilitate o oferă în special voltmetrele cu dublă integrare, datorită simplității principiului de funcționare și proporționalității dintre U_x și U_r (care se menține cu o oarecare pierdere de precizie pe o plajă de variație a lui U_r între 0,1 ... 1 din valoarea nominală). Măsurarea raportului de tensiuni poate fi utilă în diferite circuite de măsurare a rezistenței sau a impedanței. Un exemplu de acest gen este măsurarea abaterii unei rezistențe de la valoarea nominală cu ajutorul punților neechilibrate, măsurînd raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de alimentare a punții.

Este interesant de semnalat că voltmetrul digital cu dublă integrare permite, cel puțin în principiu, măsurarea și a produsului dintre două tensiuni, a pătratului sau a rădăcinii pătrate dintr-o tensiune etc. Aceste posibilități sînt bazate pe formula $U_x = U_r N_2/N_1$, în care U_r, N_2 și N_1 pot fi făcute proporționale cu diferite mărimi care intervin în procesul de măsurare, modificînd schema de conectare a integratorului și a blocului de comandă.

Corecția automată (calibrarea automată ciclică). Printre tendințele de dezvoltare a tehnicii voltmetrelor digitale se remarcă aceea de a intercala în fiecare ciclu de măsurare o secvență de *autocalibrare*, prin comparare cu referințe (etaloane) interne ale aparatului. Prin acest procedeu se aduc corecțiile necesare rezultatului fiecărei măsurări, erorile fiind reduse practic la acelea ale referințelor interne.

Cel mai ușor pot fi corectate eroarea de zero și eroarea de proporționalitate. Mai dificilă este corectarea erorilor de neliniaritate și a erorilor de histerezis.

Corectarea automată a erorii de zero (denumită și *autozero*) este inclusă în multe voltmetre digitale de construcție curentă. Ea se face introducînd o etapă suplimentară în ciclul de măsurare, premergătoare măsurării propriu-zise. Se pune intrarea în scurtcircuit, se face o măsurare prealabilă și rezultatul este memorat în aparat fie analogic (prin încărcarea unui condensator), fie digital. Urmează măsurarea propriu-zisă, în care se măsoară diferența dintre tensiunea efectivă la intrare și tensiunea reținută în memoria aparatului. În acest fel, tensiunea reziduală de zero este scăzută automat la fiecare măsurare, ceea ce elimină eroarea de zero.

Corectarea automată a erorii de proporționalitate se face cel mai simplu prin introducerea în ciclul de măsurare a unei secvențe în care voltmetrul își măsoară propria tensiune de referință. Codul numeric al acesteia fiind cunoscut (este o constantă a aparatului), se determină imediat diferența dintre indicația efectivă și cea corectă. Această diferență poate fi convertită în mărime analogică (tensiune) și folosită pentru corectarea măsurării propriu-zise, de exemplu adăugînd tensiunii de referință tensiunea de corecție necesară sau modificînd ușor panta de integrare a integratorului. Corecția poate fi efectuată și digital.

Diferite procedee mai complexe de corecție automată sînt bazate pe utilizarea unui microprocesor în schema voltmetrului digital.

Comanda operațiilor de măsurare și afișarea. În cazul cel mai simplu, voltmetrul digital măsoară la *comanda manuală* de declanșare a ciclului de măsurare, după ce în prealabil s-a fixat funcțiunea (voltmetru de c.c. sau c.a., ampermetru, ohmmetru etc.) și gama de măsurare. Comanda manuală poate fi înlocuită prin *comandă electrică* (comandă de la distanță), care declanșează fiecare măsurare printr-un semnal electric corespunzător. Comanda electrică este necesară cînd voltmetrul digital este utilizat într-un sistem de măsurare pentru măsurarea mai multor mărimi provenite de la surse diferite. Comanda de la distanță este de obicei complexă, incluzînd alegerea funcțiunii, a gamei, a filtrului (dacă acesta există), comanda semnalelor de ieșire pentru imprimare etc. În sfîrșit, al treilea mod de operare a voltmetrului digital este cel *automat*, în care măsurările se succed automat, fără comandă exterioară, cu frecvența impusă de blocul de comandă intern al aparatului.

Voltmetrele digitale moderne sînt prevăzute cu afișare permanentă a rezultatului, fără pauze de la un ciclu de măsurare la altul. În cazul în care valoarea măsurandului este neschimbată, cifrele afișate sînt staționare; în caz contrar, se schimbă numai cifrele corespunzătoare variației valorii măsurate. Acest mod de afișare, numit și *staticizat*, oferă o comoditate în plus pentru lectura rezultatului și urmărirea lui în timp.

De obicei, pe lîngă afișarea rezultatului numeric propriu-zis, voltmetrele digitale mai afișează — prin semne luminoase - polaritatea tensiunii măsurate, poziția virgulei zecimale și unitatea de măsură (la multimetre). Este semnalizată de asemenea depășirea limitei superioare a gamei de măsurare, cu un indicator luminos special sau prin clipirea tuturor cifrelor.

Printre automatismele cu care sînt prevăzute unele voltmetre digitale, cel mai obișnuit este *selecția automată a gamei de măsurare* (autoselecția gamei). Ea se realizează de obicei prin comutare cu ajutorul unor microrelee (relee trestie), comandate de semnale provenite de la numărător; la creșterea valorii afișate peste o limită prestabilită, aparatul este comutat automat pe gama imediat superioară, iar la scăderea lui sub o anumită limită, comutarea se face tot automat pe gama imediat inferioară (de exemplu, comutarea *în sus* la 140% din valoarea nominală a gamei și comutarea *în jos* la 10% din valoarea nominală a gamei).

Semnale de ieșire. Pentru utilizarea voltmetrului digital în sisteme de măsurare, capacitatea lui de a furniza la ieșire semnale analogice și/sau digitale este esențială. Aceste semnale pot fi folosite pentru acumulare de date, imprimare directă a rezultatelor sau prelucrarea lor în calculator. Principala informație disponibilă la ieșirea voltmetrului digital este cea referitoare la rezultatul măsurării. Ea este furnizată sub formă digitală, de obicei în cod binar-zecimal, de cele mai multe ori cu transmisiune în paralel. Ieșirea poate fi izolată (acest lucru este important pentru interconectarea în sistem) sau neizolată. Informația de ieșire mai poate include: polaritatea, gama de măsurare, funcțiunea, virgula, depășirea etc.

Protecția împotriva supraîncărcării. Voltmetrele digitale — ca și alte aparate electronice de măsurat — sînt prevăzute cu mijloace eficiente de protecție a aparatului pentru cazuri de supraîncărcare accidentală la intrare. În principal, supratensiunea și supracurentul pot avea două efecte distructive: străpungerea dispozitivelor semiconductoare de la intrare (la tensiuni de la ordinul zecilor de volți în sus) și arderea rezistoarelor de la intrare (la puteri de la ordinul waților în sus). Pentru evitarea efectelor de străpungere se folosesc circuite de protecție cu rezistoare și diode (diode obișnuite în sens direct, sau diode Zener); dioda este conectată între punctele care trebuie protejate, tensiunea la bornele ei neputînd depăși o anumită limită nepericuloasă. În regim normal, curentul rezidual al diodei trebuie să fie suficient de mic pentru a nu perturba funcționarea circuitului protejat. Impotriva supratensiunilor tranzitorii care apar în timpul comutării funcțiunilor sau gamelor se mai utilizează filtre rezistență-capacitate. Pentru înlăturarea posibilității supraîncălzirii rezistoarelor din circuitul de intrare, acestea sînt dimensionate pentru a suporta tensiuni mult mai mari decît limita gamei corespunzătoare. Mai dificilă este protecția intrării pe funcțiunile de ampermetru și ohmmetru: aici se introduc diferite circuite de protecție electronice sau siguranțe fuzibile.

Pe funcțiunea de voltmetru, multe aparate digitale suportă tensiunea de 1000 V între bornele de intrare, pe toate gamele de măsurare. O tensiune de obicei mai mică, de 400—600 V, este admisă între oricare din bornele de măsurare și masă.

Rejecția perturbațiilor serie la voltmetrele integratoare. Așa cum s-a arătat, voltmetrele integratoare posedă proprietatea inerentă de a atenua efectul unor tensiuni alternative suprapuse peste tensiunea continuă de măsurat, ceea ce face de regulă inutilă filtrarea acestei tensiuni.

Pentru a evalua acest efect, fie

$$u = U_m \sin \omega t \tag{2.38}$$

o tensiune alternativă aplicată la intrarea voltmetrului. Presupunînd că voltmetrul integrează această tensiune între t și $t + T$, unde T este perioada de integrare, valoarea medie măsurată este

$$U_{med} = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} U_m \sin \omega t \, dt = \frac{U_m}{\omega T}[-\cos \omega (t+T) + \cos \omega t] =$$

$$= \frac{2U_m}{\omega T} \sin \omega\left(t + \frac{T}{2}\right) \sin \frac{\omega T}{2}. \tag{2.39}$$

Cazul cel mai defavorabil — în care indicația voltmetrului este maximă — survine cînd $\sin \omega(t + T/2) = 1$. În acest caz, valoarea medie devine $2U_m \sin(\omega T/2)/\omega T$. Pe de altă parte, pentru $\omega \to 0$, adică în curent continuu, această expresie tinde către U_m. În consecință raportul de rejecție serie este

$$\mathrm{RRS} = \frac{\pi f T}{\sin \pi f T}, \tag{2.40}$$

unde f este frecvența semnalului perturbator. În fig. 2.36 este reprezentată

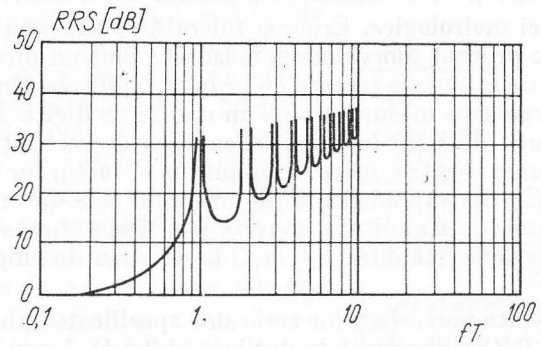


Fig. 2.36. Raportul de rejecție serie la voltmetre integratoare, în funcție de frecvența semnalului perturbator.

curba raportului de rejecție serie în funcție de produsul fT. Se observă că pentru $fT = 1,2, \ldots n$, valoarea RRS este infinită. De aici rezultă că perioada de integrare T trebuie aleasă egală cu un multiplu al perioadei semnalului

perturbator. Întrucît în practică perturbațiile serie cele mai importante provin de la rețeaua de 50 Hz, perioada T trebuie să fie un multiplu de 20 ms.

Tipuri constructive de voltmetre digitale. Sînt cunoscute două categorii mari: voltmetre digitale de laborator (sau de sistem) și voltmetre digitale de panou.

Voltmetrele digitale de laborator sînt de precizie mică (3 1/2 cifre, precizie 0,1%, portabil, simplu), precizie medie (4 1/2 cifre, precizie 0,01—0,02%, rezoluție 10 μV sau 1 μV, portabil) și precizie mare (5—7 cifre, precizie 1—50 ppm, rezoluție 1 μV sau uneori 0,1 μV, diferite automatizări, calibrare completă, posibilități multiple de măsurare).

Unele voltmetre digitale de precizie medie sau mare sînt construite special pentru aplicații în sisteme de măsurare. În acest scop ele sînt programabile, cu ieșire izolată și pot asigura o cadență ridicată a măsurării (pînă la 1000 măsurări pe secundă și chiar mai mult). Folosesc cu precădere conversiunea prin aproximații succesive.

Voltmetrele digitale de panou sînt aparate de dimensiuni mici (partea lor frontală depășește cu puțin gabaritul necesar afișării), unifuncționale (numai o singură mărime măsurată), cu o singură gamă de măsurare și fără comenzi exterioare, cu 3 1/2 cifre (precizie 0,1%) sau 4 1/2cifre (precizie 0,01% sau 0,02%). Sînt utilizate ca modul component al unor aparate digitale mai complexe, la multimetre digitale, impedanțmetre digitale etc.

2.5.3. CARACTERISTICI METROLOGICE ȘI CALIBRAREA VOLTMETRELOR DIGITALE

Spre deosebire de compensatoarele de c.c., la voltmetrele digitale specificarea caracteristicilor metrologice se face într-un mod mai unitar de către firmele producătoare. Există și reglementări internaționale [18] care stabilesc modul de exprimare și de determinare a acestor caracteristici.

Caracteristici metrologice. Eroarea tolerată se exprimă sub forma sumei a doi termeni: un procent din valoarea măsurată plus un procent din valoarea maximă a gamei de măsurare (eroare de proporționalitate plus eroare de zero), sau procent din valoarea măsurată plus un număr de digiți. Fabricantul poate specifica fie eroarea de bază (eroarea în condiții de referință), fie eroarea de funcționare (eroarea pentru orice combinație a factorilor de influență, în intervale date). Erorile suplimentare (de exemplu cele datorite variației temperaturii) și eroarea de stabilitate (deriva) pot fi specificate separat. Aceasta din urmă poate fi de scurtă durată (1 h, 3 h etc.) sau de lungă durată (1 lună, 3 luni etc.).

Erorile datorite perturbațiilor serie sînt specificate sub forma raportului de rejecție serie (RRS), exprimat în decibeli (§ 2.1.1). La voltmetrele integratoare, cu performanțe medii, valoarea RRS este de 40—60 dB. Utilizînd filtre la intrare, se ajunge la 80—90 dB.

Erorile datorite perturbațiilor de mod comun sînt specificate sub forma raportului de rejecție de mod comun (RRMC), exprimat în decibeli (§ 2.1.1). Se specifică separat RRMC în curent continuu și RRMC la 50 Hz (60 Hz). La voltmetrele digitale de performanțe scăzute și medii RRMC este între 60

și 100 dB în c.c. și 40—80 dB în c.a. La voltmetrele cu performanțe ridicate RRMC ajunge la 120—160 dB, atît în c.c. cît și în c.a.

Cadența (viteza) de măsurare se exprimă ca număr de măsurări pe secundă în cazul comenzii automate, sau ca număr maxim de măsurări pe secundă în cazul comenzii exterioare.

Calibrarea voltmetrelor digitale. Deoarece voltmetrele digitale, și în special cele de performanțe ridicate, își păstrează precizia specificată un timp relativ scurt, calibrarea lor la intervalele de timp necesare este de importanță deosebită. Calibrarea constă în compararea indicațiilor voltmetrului digital cu indicațiile unui etalon și în ajustarea (reglarea) voltmetrului pentru a aduce indicațiile sale în limitele erorilor tolerate.

Etalonul cel mai potrivit pentru calibrarea voltmetrelor digitale este un generator etalon de tensiune, variabil în trepte (denumit și *calibrator de tensiune*). În lipsa acestuia se poate utiliza un compensator de c.c. sau un alt voltmetru digital de precizie superioară (fig. 2.37).

În cele mai multe cazuri, calibrarea cuprinde succesiv: reglarea zeroului pe gama de bază; calibrarea la extremitățile gamei de bază; calibrarea la extremitățile fiecăreia din gamele superioare.

Reglarea zeroului se face cu bornele de intrare în scurtcircuit. La voltmetrele digitale cu *autozero* reglarea zeroului nu mai este necesară.

Calibrarea la extremitățile gamei de bază se face aplicînd o tensiune cunoscută, de valoare apropiată de cea maximă a gamei, odată cu polaritatea + și apoi cu polaritatea — . Pentru cele două reglaje, voltmetrele digitale sînt prevăzute de obicei cu potențiometre, accesibile în interiorul aparatului. Calibrarea la extremitățile gamelor superioare se face aplicînd tensiuni cunoscute, de valori apropiate de cele maxime ale gamelor, de o singură polaritate.

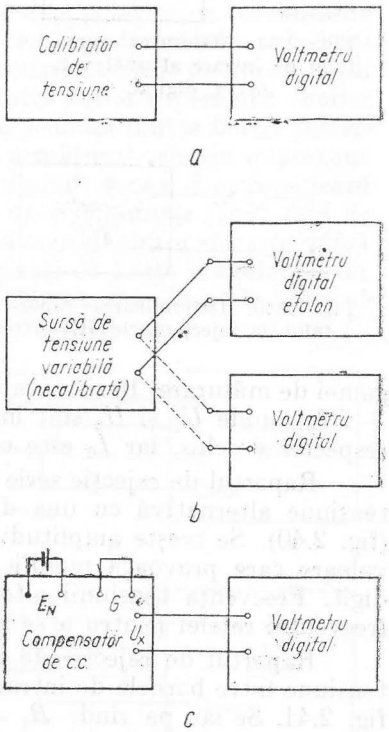


Fig. 2.37. Calibrarea unui voltmetru digital:
a — cu ajutorul unui calibrator de tensiune; *b* — în raport cu un voltmetru digital etalon; *c* — folosind un compensator de c.c.

Pentru o verificare completă a voltmetrului digital se măsoară mai multe tensiuni pe gama de bază. De asemenea, mai pot fi măsurate: curentul de intrare, rezistența de intrare, rapoartele RRS și RRMC etc.

Curentul de intrare al voltmetrului digital se măsoară conectînd între bornele de intrare un rezistor. Curentul este dat de $I_0 = U/R$, unde U este indicația voltmetrului, iar R este valoarea rezistenței. Rezistorul R trebuie

să fie ecranat; pentru reducerea eventualelor tensiuni perturbatoare, este recomandabil să se lege un condensator în paralel pe R (fig. 2.38). Valori convenabile pentru voltmetrele uzuale sînt $R = 1$ MΩ sau $R = 10$ MΩ și $C = 0{,}1-1$ μF.

Rezistența de intrare se măsoară cu montajul din fig. 2.39. Tensiunea sursei se alege astfel ca indicația voltmetrului să fie apropiată de extremitatea

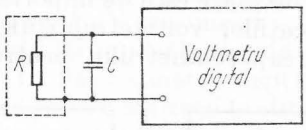


Fig. 2.38. Măsurarea curentului de intrare al unui voltmetru digital.

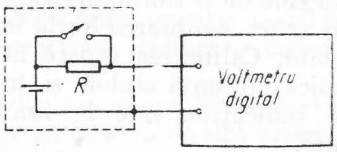


Fig. 2.39. Măsurarea rezistenței de intrare a unui voltmetru digital.

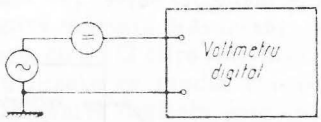


Fig. 2.40. Determinarea raportului de rejecție serie (RRS).

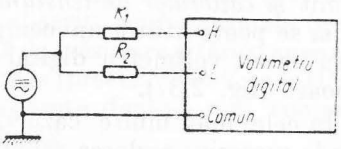


Fig. 2.41. Determinarea raportului de rejecție de mod comun (RRMC).

gamei de măsurare. Rezistența de intrare este dată de $R_i = RU_2/(U_1 - U_2 + RI_0)$, unde U_1 și U_2 sînt indicațiile voltmetrului cu întreruptorul închis, respectiv deschis, iar I_0 este curentul de intrare.

Raportul de rejecție serie (RRS) se determină legînd în serie o sursă de tensiune alternativă cu una de tensiune continuă la intrarea voltmetrului (fig. 2.40). Se crește amplitudinea tensiunii alternative de la zero pînă la o valoare care provoacă modificarea indicației voltmetrului cu cel puțin un digit. Frecvența tensiunii alternative trebuie variată ușor în jurul valorii frecvenței rețelei pentru a se stabili cazul cel mai defavorabil.

Raportul de rejecție de mod comun (RRMC) se determină aplicînd o tensiune între bornele de intrare și borna comună (borna de masă), ca în fig. 2.41. Se iau pe rînd, $R_1 = 1$ kΩ și $R_2 = 0$, apoi $R_1 = 0$ și $R_2 = 1$ kΩ, considerîndu-se cazul cel mai defavorabil.

2.5.4. UTILIZAREA VOLTMETRELOR DIGITALE

Criteriul de bază în *alegerea* voltmetrului digital pentru o aplicație dată este precizia cerută. Este necesar să se ia în considerare eroarea tolerată a voltmetrului digital în întregul interval de măsurare, întrucît eroarea relativă la extremitatea inferioară a gamei de măsurare poate fi de cîteva ori mai mare decît la extremitatea superioară a ei. Ca exemplu, fie un voltmetru digital cu 41/2 cifre, a cărui eroare tolerată este dată ca 0,01% din gamă plus 0,01% din valoarea măsurată; pe gama de 10 V, o tensiune de 10 V va fi măsurată cu

o eroare relativă de 0,02%, pe cînd o tensiune de 2 V va fi măsurată cu o eroare de 0,06%.

La utilizarea voltmetrelor digitale pentru măsurări de precizie, în special în cazul tensiunilor mici, este necesar să se acorde o atenție deosebită *efectelor perturbatoare exterioare.* În primul rînd, trebuie examinată sursa tensiunii de măsurat. Este important să se știe dacă bornele la care se măsoară tensiunea sînt flotante (izolate față de masă), sau dacă una din ele este legată la masă. De asemenea, trebuie cunoscută aproximativ rezistența internă a sursei (cel puțin ordinul de mărime), precum și rezistențele dintre fiecare bornă și masă (în cazul bornelor flotante).

La voltmetrele clasice, bornele sînt marcate cu + și — și singurul criteriu de conectare a lor în circuitul de măsurare este polaritatea tensiunii de măsurat. La voltmetrele digitale, care măsoară tensiuni de ambele polarități și indică automat polaritatea, acest criteriu este complet lipsit de importanță. În schimb trebuie ținut seama că impedanța dintre borna superioară (borna *high* sau *H*) și masă este mult mai mare decît impedanța dintre borna inferioară (borna *low* sau *L*) și masă. De aici rezultă următorul criteriu important de conectare în circuit a bornelor voltmetrului digital: *borna H se conectează la acea bornă a sursei de măsurat, unde efectul unei impedanțe finite față de masă este mai important.* Pentru exemplificare, să considerăm o situație tipică și anume: măsurarea tensiunii de ieșire a unei punți cu brațe neegale, cu un punct al diagonalei de intrare la masă (fig. 2.42). Borna *H* se leagă la punctul *B*, a cărui impedanță față de masă este mai mare decît cea a punctului *C*.

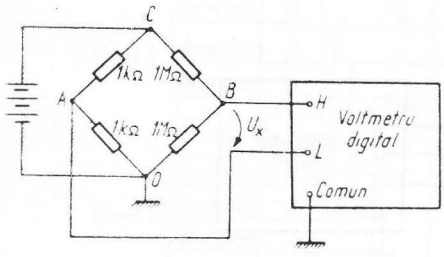


Fig. 2.42. Conectarea voltmetrului digital la o sursă cu impedanțe diferite între punctele de măsurare și masă.

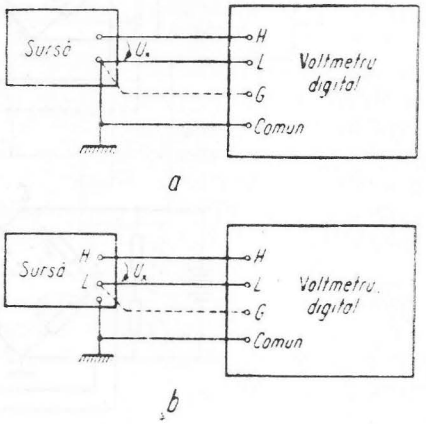


Fig. 2.43. Conectarea bornelor voltmetrului digital:

a — sursa cu o bornă la masă; *b* — sursa cu borne flotante.

Evident, dacă sursa are o bornă la masă, la aceasta se va conecta totdeauna borna *L* a voltmetrului.

În general, cele mai importante reguli de conectare a voltmetrului digital pot fi rezumate ca în fig. 2.43. Aici s-au notat cu *H* și *L* și bornele sursei, în

sensul că borna H este borna a cărei impedanță față de masă este mai mare. Cu linie întreruptă este indicată legarea bornei de gardă a voltmetrului (dacă aceasta există). După cum s-a arătat (§ 2.1.1) legarea bornei de gardă a voltmetrului la borna L a sursei de măsurat reduce considerabil erorile datorită tensiunilor de mod comun.

Trebuie observat că în conexiunea din fig. 2.43, *b*, impedanța dintre gardă și masă a voltmetrului este în paralel pe impedanța dintre borna L și masa sursei. În anumite cazuri, aceasta poate provoca o perturbare a sursei conducînd la erori. Ca exemplu, considerăm din nou cazul măsurării tensiunii de ieșire a unei punți, ca în fig. 2.44, *a*. Legînd garda la punctul A al punții, rezistența gardă-masă R_{GO} a voltmetrului este în paralel pe rezistența R_4 a punții, introducînd o eroare de măsurare de ordinul R_4/R_{GO}. Acest lucru poate fi evitat, dacă se creează un punct auxiliar D de potențial egal cu al lui A, de pildă cu ajutorul unui divizor rezistiv, ca în fig. 2.44, *b*. Acum R_{GO} este în paralel pe R_5 și efectul său este o ușoară modificare a potențialului punctului D, ceea ce poate fi tolerat practic.

În general, efectul perturbator al tensiunilor de mod comun devine important atunci cînd distanța dintre sursă și voltmetru este mare, deoarece

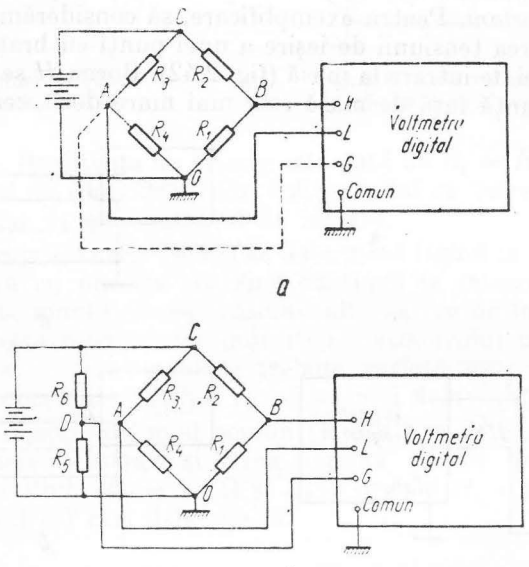


Fig. 2.44. Conectarea bornei de gardă:
a — direct la una din bornele de măsurare; *b* — la un punct auxiliar.

în acest caz rezistența conexiunilor are și ea valori relativ mari. De aceea, precauțiile indicate pentru conectarea bornelor voltmetrului sînt cu atît mai importante cu cît voltmetrul digital se află mai departe de locul măsurării (de exemplu în sistemele automate de măsurare în puncte multiple).

Rezistența internă a sursei de măsurat prezintă importanță, așa cum s-a arătat, în legătură cu erorile de interacțiune sursă-voltmetru. Aceste erori pot fi evaluate rapid, dacă se cunosc rezistența internă a sursei R_i, rezistența de intrare a voltmetrului R_v și curentul de intrare al voltmetrului I_0 (§ 2.1.2).

Una din aplicațiile voltmetrului digital, de largă răspîndire în industrie, cercetare, medicină etc., este folosirea lui ca aparat de bază pentru măsurări în puncte multiple, cu explorare (comutare) automată și înregistrarea numerică a rezultatelor. Voltmetrul digital este asociat cu un explorator (comutator) automat și cu o imprimantă numerică pentru a forma astfel cel mai simplu *sistem automat de măsurare multiplă*. Mărimile măsurate sînt tensiuni continue, de obicei încadrate în aceeași gamă de măsurare a voltmetrului, furnizate de traductoare adecvate (mărimile de intrare ale traductoarelor pot fi electrice sau neelectrice, de orice natură). Sistemul poate fi cuplat la un centralizator de date sau la un calculator, făcînd parte dintr-un ansamblu de reglare automată sau de conducere a unui proces.

Un exemplu tipic de sistem automat de măsurare multiplă cu voltmetru digital este reprezentat în fig. 2.45. Explorarea se face cu ajutorul unui bloc de comandă, care comandă blocul de comutare cu relee. Grupurile de cîte trei contacte K_1 corespunzătoare fiecăruia din cele n canale de măsurare (practic n poate ajunge pînă la 1000) sînt închise succesiv, în mod automat. Prin

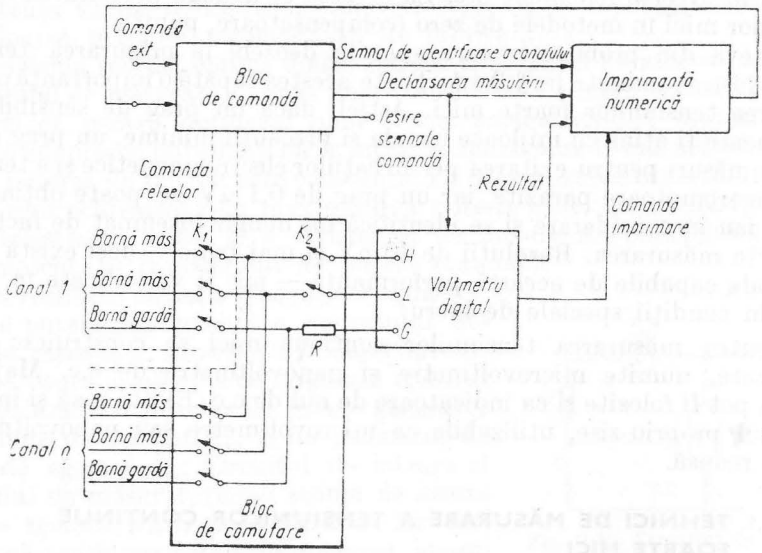


Fig. 2.45. Sistem automat de măsurare cu n canale, folosind un voltmetru digital.

aceasta, se face legătura la borna de gardă a voltmetrului. După un interval scurt, de ordinul 1 ms, este închis grupul de două contacte K_2 care face legătura cu bornele de măsurare H și L ale voltmetrului (conectarea prealabilă a bornei de gardă reduce unele efecte tranzitorii). După timpul necesar stabilirii

unui regim staționar, de ordinul 5—50 ms, blocul de comandă emite semnalul de declanșare a măsurării. După terminarea măsurării, la ieșirea voltmetrului digital apare semnalul de comandă a imprimării rezultatului. În timpul imprimării, imprimanta generează un semnal de blocare transmis blocului de comandă pentru a menține în acest timp toate canalele deconectate. După terminarea imprimării, acest semnal de blocare se întrerupe, este comandată comutarea pe canalul următor și ciclul se repetă.

Se observă utilizarea conexiunilor cu trei fire la fiecare din cele n canale de măsurare. Acest lucru este necesar pentru reducerea erorilor datorite tensiunilor de mod comun. Rezistorul R, de ordinul kiloohmilor, are rolul de a limita curenții tranzitorii în cazul tensiunilor de mod comun mult diferite pe diversele canale comutate.

2.6. MĂSURAREA TENSIUNILOR CONTINUE FOARTE MICI

În numeroase domenii de activitate, măsurarea tensiunilor continue mici cîștigă importanță: în industrie, tensiuni furnizate de traductoare, în biologie și medicină diferite biopotențiale, în construcții și în alte domenii semnale de ieșire ale traductoarelor tensometrice, în fizică tensiuni mici care intervin în diverse fenomene etc. La acestea se adaugă necesitatea detectării tensiunilor mici în metodele de zero (compensatoare, punți).

Cîteva din problemele care apar în deosebi la măsurarea tensiunilor mici au fost examinate la § 2.1.1. Toate acestea capătă o importanță critică la măsurarea tensiunilor foarte mici. Astfel, dacă un prag de sensibilitate de 10 μV poate fi atins cu mijloace uzuale și precauții minime, un prag de 1 μV necesită măsuri pentru evitarea perturbațiilor electromagnetice și a tensiunilor termoelectromotoare parazite, iar un prag de 0,1 μV se poate obține numai dacă se iau în considerare și se identifică un număr însemnat de factori care pot afecta măsurarea. Rezoluții de 10 nV și mai bune — deși există aparate comerciale capabile de această performanță — pot fi valorificate în practică numai în condiții speciale de lucru.

Pentru măsurarea tensiunilor continue mici se construiesc aparate specializate, numite microvoltmetre și nanovoltmetre de c.c. Majoritatea acestora pot fi folosite și ca indicatoare de nul de c.c. Există însă și indicatoare de nul propriu-zise, utilizabile ca microvoltmetre sau nanovoltmetre de precizie redusă.

2.6.1. TEHNICI DE MĂSURARE A TENSIUNILOR CONTINUE FOARTE MICI

La măsurarea unei tensiuni continue foarte mici, este necesar să fie cunoscută pe lîngă valoarea aproximativă a tensiunii de măsurat și rezistența internă a sursei care produce această tensiune. Tensiunea de zgomot termic în rezistența internă a sursei dă o primă indicație asupra preciziei limită cu care poate fi efectuată măsurarea (§ 1.3.3). De exemplu, într-o rezistență de 100 Ω, presupunînd un timp de creștere $T_c = 1$ s al aparatului,

se dezvoltă o tensiune de zgomot $U_{zg} \approx 0{,}76$ nV (valoare efectivă). O tensiune de 100 nV, produsă de o sursă cu rezistența internă de 100 Ω, nu va putea fi măsurată cu o precizie mai bună de 1% datorită fluctuațiilor produse de tensiunea de zgomot. În condiții reale la aceasta se adaugă în primul rînd zgomotul aparatului de măsurat, și apoi perturbațiile inerente circuitului de măsurare. Zgomotele suplimentare ale aparatului pot fi exprimate sub forma factorului de zgomot (§ 1.3.3). Poate fi definit și un factor de zgomot global al măsurării, egal cu raportul dintre zgomotul total în circuitul de măsurare și zgomotul termic în rezistența internă a sursei. Practica arată că, folosind aparate de bună calitate și luînd precauții rezonabile, este greu de micșorat factorul de zgomot global sub 3 ... 5. Pentru o evaluare realistă, eroarea limitată de fluctuațiile termice determinată ca mai sus trebuie multiplicată deci cu 3 ... 5 în condiții bune de lucru și cu cel puțin 5 ... 20 dacă aceste condiții nu pot fi îndeplinite integral.

Alegerea aparatului de măsurat. În afară de valoarea tensiunii de măsurate și de precizia necesară, un criteriu important este valoarea rezistenței interne a sursei tensiunii de măsurat. În specificațiile tehnice ale microvoltmetrelor și nanovoltmetrelor este dată limita superioară admisibilă a rezistenței interne a sursei; dacă aceasta este depășită, se pot produce următoarele efecte: crește eroarea datorită puterii absorbite de voltmetru; se mărește zgomotul; timpul de răspuns al aparatului devine mai lung. În general este avantajos ca rezistența sursei R_s să fie în limitele $R_s = (0{,}1 - 1)R_{s\,max}$ unde $R_{s\,max}$ este valoarea maximă recomandată de fabricant.

Problema relației optime dintre rezistența sursei și parametrii de zgomot ai aparatului de măsurat. Pe baza unor considerente simplificatoare se afirmă de obicei că pentru obținerea unui raport semnal/zgomot maxim trebuie asigurată adaptarea impedanțelor la intrarea aparatului de măsurat. Se admite tacit că puterea de zgomot este constantă, iar maximizarea raportului semnal/zgomot este echivalentă cu maximizarea puterii utile, ceea ce implică egalitatea rezistenței sursei și a rezistenței de intrare a aparatului (condiția bine cunoscută a transferului de putere maximă).

În realitate situația este mai complicată, deoarece puterea de zgomot a aparatului depinde de rezistența sursei. Cu o bună aproximație se poate presupune că zgomotul oricărui aparat de măsurat provine de la un generator de tensiune de zgomot E_{zg} și un generator de curent de zgomot I_{zg}. Circuitul de intrare al aparatului de măsurat, ținînd seama de aceste surse de zgomot, va fi ca în fig. 2.46. De aici rezultă că tensiunea totală la intrarea aparatului este

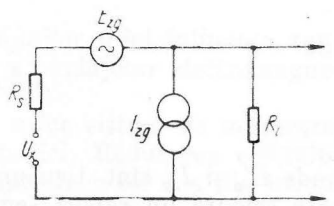


Fig. 2.46. Circuitul de intrare al aparatului de măsurat, ținînd seama de sursele de zgomot.

$$U_{zg} = \sqrt{E_{zg}^2 + R_s^2 I_{zg}^2} \qquad (2.41)$$

(tensiunile de zgomot se însumează pătratic, fiind mărimi aleatoare necorelate între ele). Se vede că în cazul surselor de rezistență mică este predominant efectul lui E_{zg}, pe cînd în cazul surselor de rezistență mare devine predominant efectul lui I_{zg}.

Raportul semnal/zgomot, exprimat ca raport dintre puterea semnalului și puterea de zgomot, este egal cu raportul pătratelor tensiunilor de semnal, respectiv de zgomot:

$$\frac{P_u}{P_{zg}} = \frac{U_x^2}{E_{zg}^2 + R_s^2 I_{zg}^2}. \tag{2.42}$$

Problema obținerii raportului semnal/zgomot maxim, prin alegerea unei relații optime între R_s pe de o parte și E_{zg} și I_{zg} pe de altă parte, se poate pune practic în două moduri.

a. Se presupune că sursa este dată (U_x și R_s dați) și se caută aparatul de măsurat optim (care să asigure P_u/P_{zg}maxim), dintr-o familie de aparate cu principii de realizare și construcții asemănătoare dar cu rezistențe de intrare diferite. Fie R_i rezistența de intrare a unui aparat de măsurat, E_{zg} tensiunea sa de zgomot și I_{zg} curentul său de zgomot. În general se poate admite că dacă — prin modificarea corespunzătoare a unor parametri de circuit — rezistența de intrare a acestui aparat de măsurat devine k^2R_i, unde k este un multiplicator constant, atunci tensiunea de zgomot devine kE_{zg}, iar curentul de zgomot I_{zg}/k. Exemple de asemenea modificări ar fi: creșterea de k ori a numărului de spire ale bobinei unui galvanometru magnetoelectric, cu păstrarea constantă a masei bobinei; creșterea de k ori a raportului de transformare al transformatorului de la intrarea amplificatorului pe c.a. al unui microvoltmetru cu modulare.

Raportul semnal/zgomot devine

$$\frac{P_u}{P_{zg}} = \frac{U_x^2}{k^2 E_{zg}^2 + R_s^2 I_{zg}^2/k^2}. \tag{2.43}$$

Considerînd pe k variabil și celelalte mărimi constante, maximul acestei expresii este dat de

$$k^2 = \frac{R_s I_{zg}}{E_{zg}}, \tag{2.44}$$

sau

$$R_s = \frac{kE_{zg}}{I_{zg}/k} = \frac{E'_{zg}}{I'_{zg}}, \tag{2.45}$$

unde E'_{zg} și I'_{zg} sînt tensiunea, respectiv curentul de zgomot ale aparatului care asigură un raport semnal/zgomot maxim.

b. În unele cazuri practice, problema se poate pune și în modul următor: aparatul de măsurat fiind dat, dintre mai multe surse care furnizează aceeași putere dar au rezistențe interne diferite, să se aleagă acea sursă care asigură un raport semnal/zgomot maxim. Un exemplu de problemă practică de acest tip este măsurarea unor potențiale de suprafață sau de volum (potențiale de contact, tensiuni fotoelectrice, biopotențiale etc.), în care forma probei și a electrozilor determină rezistența echivalentă a sursei, puterea totală fiind în primă aproximație constantă.

Fie U_x tensiunea de măsurat și R_s rezistența sursei. Aceiași parametri, pentru o altă sursă de putere egală, sînt kU_x și k^2R_s. Raportul semnal/zgomot este în acest caz

$$\frac{P_u}{P_{zg}} = \frac{k^2U_x^2}{E_{zg}^2 + k^4R_s^2I_{zg}^2} = \frac{U_x^2}{E_{zg}^2/k^2 + k^2R_s^2I_{zg}^2}. \tag{2.46}$$

Maximul acestei expresii în raport cu k este dat de condiția

$$k^2 = \frac{E_{zg}}{R_sI_{zg}}, \tag{2.47}$$

sau

$$k^2R_s = R_s' = \frac{E_{zg}}{I_{zg}}, \tag{2.48}$$

unde R_s' este rezistența internă a sursei care asigură raport semnal/zgomot maxim.

Se obține și în acest caz același rezultat: *rezistența internă a sursei, optimă din punctul de vedere al raportului semnal/zgomot, este egală cu raportul dintre tensiunea de zgomot și curentul de zgomot ale aparatului de măsurat* *.

Raportul E_{zg}/I_{zg} al unui aparat de măsurat reprezintă deci un parametru important, egal cu rezistența optimă de sursă

$$R_{s\,opt} = \frac{E_{zg}}{I_{zg}}. \tag{2.49}$$

Este interesant de observat următoarea proprietate a aparatelor folosite cu respectarea acestei condiții: dacă $R_{s\,opt} \ll R_i$ aparatul este avantajos să fie folosit ca voltmetru, iar dacă $R_{s\,opt} \gg R_i$ el este avantajos ca ampermetru. Din prima categorie fac parte majoritatea aparatelor cu dispozitive electronice la intrare, iar din a doua categorie face parte galvanometrul magnetoelectric.

Pentru utilizarea ca indicator de nul, relația dintre $R_{s\,opt}$ și R_i nu prezintă importanță.

Realizarea conexiunilor. La măsurarea tensiunilor mici influența tensiunilor perturbatoare de mod comun, precum și a cuplajelor electromagnetice perturbatoare poate deveni critică.

Tensiunile de mod comun sînt prezente în orice sistem de măsurare, cum este și ansamblul sursă-voltmetru examinat aici. Reducerea efectului acestor tensiuni pînă la un nivel acceptabil se poate face pe una din următoarele căi:

— izolarea completă a sursei de masă;
— izolarea completă a voltmetrului de masă;
— utilizarea unui voltmetru cu intrare flotantă și rejecție de mod comun suficient de mare;
— utilizarea unui voltmetru cu gardă.

---

* Trebuie observat că nu s-a luat în considerație zgomotul termic în rezistența sursei R_s. Această împrejurare nu modifică însă rezultatul la care s-a ajuns.

Sursa de măsurat fiind dată, izolarea ei față de masă nu este totdeauna realizabilă. În schimb, izolarea microvoltmetrului sau a nanovoltmetrului este posibilă practic, dacă aparatul este alimentat din baterie incorporată. Această posibilitate este tot mai mult valorificată în măsurările de laborator, utilizînd microvoltmetre și nanovoltmetre tranzistorizate cu alimentare proprie. Deseori este necesar ca în asemenea montaje, aparatul de măsurat să fie așezat pe un suport cu o rezistență de izolație foarte bună. Din păcate, metoda nu mai este aplicabilă dacă ansamblul de măsurare cuprinde și alte aparate (ca de exemplu, un înregistrator).

Ultimele două posibilități menționate, voltmetru cu borne flotante și voltmetru cu gardă, au fost analizate la § 2.1.1 și § 2.5.4. Trebuie menționat că în măsurări la nivelul microvoltului sînt necesare uneori valori foarte mari ale RRMC, de 120—160 dB în c.c. și în c.a.

Pentru evitarea cuplajelor electromagnetice perturbatoare trebuie folosite cabluri ecranate bifilare cu conductoarele răsucite între ele. Sînt de preferat conductoarele pline, deoarece în conductoarele lițate pot lua naștere mici tensiuni perturbatoare la mișcarea lor. Dacă este necesară gardarea ansamblului de măsurare, cablul va trebui să aibă și un al treilea conductor (fig. 2.47).

Reducerea tensiunilor termoelectromotoare parazite. Gradienții de temperatură în conductoare neomogene dau naștere la tensiuni termoelectromotoare care, în lipsa unor precauții în executarea montajului, pot fi comparabile cu tensiunile de măsurat. Chiar combinații uzuale de metale folosite curent în elementele de conexiuni electrice ca fire, borne, contacte diverse, pot genera tensiuni termoelectromotoare supărătoare. De exemplu

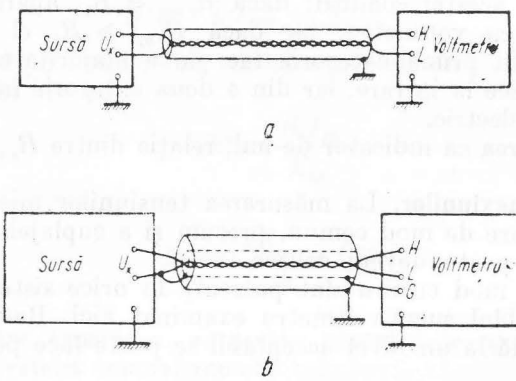


Fig. 2.47. Conectarea microvoltmetrului la sursa de măsurat:
a — fără gardă; *b* — cu gardă.

joncțiunea cupru-argint generează o tensiune termoelectromotoare de 0,3 μV/K, joncțiunea dintre cupru și aliajele obișnuite de lipit în jurul lui 3 μV/K, iar între două piese de cupru de fabricații diferite poate lua naștere o tensiune pînă la 0,2 μV/K.

Pentru a menține tensiunile termoelectromotoare parazite la valori acceptabile trebuie asigurate două condiții, ambele importante în măsurile de tensiuni foarte mici:

— evitarea utilizării metalelor diferite în întregul circuit de măsurare;

— menținerea întregului circuit de măsurare la o temperatură cît mai uniformă.

În cazuri critice, toate elementele metalice ale montajului trebuie să fie din cupru, îmbinate prin strîngere. În acest fel, tensiunile termoelectromotoare pot fi reduse sub 10 nV. Dacă cerințele sînt mai puțin stringente, conexiunile de cupru pot fi lipite cu un aliaj special (aliaj de cadmiu-cositor) a cărui tensiune termoelectromotoare față de cupru este mică.

Uniformizarea temperaturii elementelor circuitului de măsurare se obține prin plasarea tuturor joncțiunilor de conductoare cît mai apropiate între ele și fixarea lor pe suporți masivi din metale cu conductivitate termică ridicată (așa-numite *șunturi termice*). Pentru asigurarea unui contact termic bun, atît între conexiuni cît și între acestea și suportul egalizator de temperatură, se folosesc pelicule izolatoare subțiri din mică sau din ceramică cu conductivitate termică ridicată.

Trebuie observat că tensiunile termoelectromotoare reziduale — care nu mai pot fi micșorate prin alte metode — pot fi eliminate din rezultatul măsurării dacă se aduce la zero voltmetrul cu conexiunile desfăcute de la sursa de măsurat și scurtcircuitate între ele (toate microvoltmetrele sînt prevăzute cu un reglaj de zero care permite *decalarea* scării cu cel puțin ± 10—20 μV). Această compensare este însă eficace numai dacă tensiunile termoelectromotoare din circuit sînt constante în timp. De aceea, este important ca în timpul măsurării temperatura ambiantă să fie cît mai constantă iar aparatura să fie în regim termic stabilizat.

2.6.2. MICROVOLTMETRE ȘI NANOVOLTMETRE DE C.C.

Problema centrală a microvoltmetrelor și nanovoltmetrelor de c.c. este aceea a derivei zeroului. Aceasta afectează în special principiul și construcția etajului electronic de intrare al aparatului. În prezent se folosesc în acest scop exclusiv amplificatoare de c.a. cu modulare (sau decupare, în engleză: *chopper*).

Schema bloc tipică a unui microvoltmetru (sau nanovoltmetru) de c.c. este reprezentată în fig. 2.48. Tensiunea de măsurat U_x este filtrată cu ajutorul grupurilor R_1C_1, R_2C_2 și R_3C_3 și aplicată modulatorului electromecanic cu vibrator care transmite succesiv tensiunea U_x cu polarități contrare pe cele două jumătăți ale primarului transformatorului T_1. Semnalul alternativ dreptunghiular care rezultă în secundarul lui T_1 este amplificat și convertit într-o tensiune continuă, cu ajutorul demodulatorului cu vibrator din secundarul transformatorului T_2. Modulatorul și demodulatorul funcționează sincron, fiind comandate de aceeași sursă, cu o frecvență de obicei de 50—400 Hz. Tensiunea continuă astfel amplificată este filtrată cu ajutorul condensatorului C_4. O fracțiune a ei este întoarsă la intrare, pentru reacție negativă globală (tensiunea de reacție este la bornele rezistorului R_7). Gamele de măsurare sînt obținute prin comutarea grupului de rezistoare R_4, R_5.

Indicatorul are zeroul la mijloc. În schema aparatului mai figurează circuite de reglare a decalajului de tensiune (cu intrarea în scurtcircuit) și a decalajului de curent (cu intrarea în gol), circuit de decalare a zeroului etc.; acestea nu sînt reprezentate în fig. 2.48.

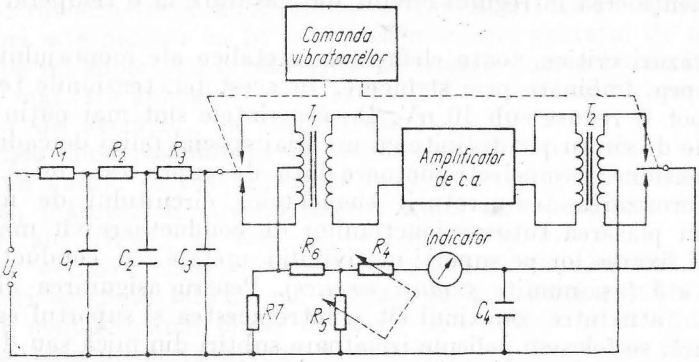


Fig. 2.48. Schemă bloc tipică a unui microvoltmetru de c.c.

Performanțele microvoltmetrului sînt determinate în principal de modulatorul de la intrare. Imperfecțiunile acestuia constau în tensiuni continue reziduale, de natură termoelectrică sau de altă natură, semnale parazite la ieșire provenite de la semnalul de comandă, instabilități etc. Modulatorul electromecanic este considerat în prezent superior față de celelalte sisteme; se fabrică modulatoare electromecanice de construcție specială, cu contacte aurite, ecranate electromagnetic și cu egalizare de temperatură. Ten-

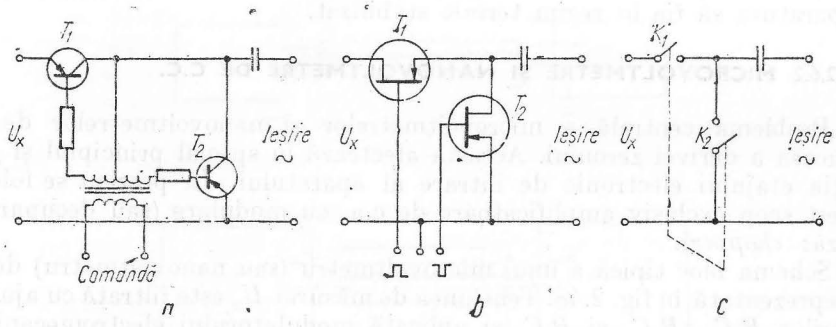


Fig. 2.49. Modulatoare de intrare cu tranzistoare:
a — cu tranzistoare bipolare; *b* — cu tranzistoare cu efect de cîmp (TEC); *c* — schema echivalentă pentru ambele modulatoare.

siunea reziduală a acestor modulatoare poate fi sub 1 μV iar deriva de lungă durată sub 0,1 μV.

Rezistența de intrare a microvoltmetrului depinde de impedanța de intrare a amplificatorului de c.a. și de raportul de transformare al transformatorului T_1.

Pe lîngă modulatoarele electromecanice, sînt răspîndite modulatoarele cu tranzistoare, în special cele cu tranzistoare cu efect de cîmp (fig. 2.49).

Performanțele celor mai bune modulatoare cu tranzistoare cu efect de cîmp se apropie de cele ale modulatoarelor electromecanice. Ca avantaje specifice, sînt caracterizate prin fiabilitate ridicată, simplitate a schemei și cost redus.

Deseori, în microvoltmetrele mai simple lipsesc transformatoarele T_1 și T_2 (fig. 2.48), modulatorul de tipul celui din fig. 2.49, *b* fiind conectat direct la intrarea amplificatorului de c.a. Pe acest principiu s-au realizat microvoltmetre foarte simple, folosind circuite electronice convenționale, cu performanțe relativ bune (derivă a zeroului cu temperatura sub 0,15 μV/K). Alimentate din baterie incorporată, consumul lor de curent este sub 2 mA.

Aparatele electronice pentru măsurarea tensiunilor continue mici pot fi împărțite în două categorii, care pot fi numite microvoltmetre și respectiv nanovoltmetre. Microvoltmetrele au game de măsurare începînd de la 0 pînă la 10 μV sau de la 0 pînă la 1 μV, derivă a zeroului de ordinul 0,1—0,5 μV pe 24 ore, rezistență de intrare între 1 și 10 MΩ și eroare de măsurare între 2,5 și 5%. Nanovoltmetrele cele mai bune au game de măsurare de la 0 la 10 nV, derivă a zeroului de 10 nV pe 24 h, rezistență de intrare de 1 kΩ sau mai mare.

2.6.3. INDICATOARE DE NUL DE C.C.

În general indicatoarele de nul sînt aparate pentru măsurarea tensiunilor sau curenților mici, la care se caută obținerea unor sensibilități ridicate, precizia măsurării fiind pe plan secund. De regulă sensibilitatea (constanta) indicatorului de nul este cunoscută doar orientativ.

Se știe că orice voltmetru sau ampermetru perturbă circuitul în care este introdus datorită absorbției de putere de la circuit. *Indicatorul de nul nu perturbă circuitul de măsurare la echilibrul acestuia*, iar în jurul echilibrului perturbarea pe care o introduce este foarte mică. Voltmetrul și ampermetrul se aleg astfel ca puterea pe care o absorb de la circuitul de măsurare să fie neglijabilă. Dimpotrivă, *indicatorul de nul se alege în cele mai multe cazuri astfel, încît să absoarbă o putere cît mai mare din circuitul de măsurare* (bineînțeles, această absorbție de putere are loc numai în afara echilibrului, ea fiind nulă în momentul echilibrului).

În principiu, trebuie deosebite două situații: pragul de sensibilitate limitat de rezoluția indicatorului de nul sau de zgomotul prezent la intrarea indicatorului de nul.

a. În cazul unei *rezoluții limitate* este avantajos ca indicatorului de nul să i se aplice o tensiune sau un curent cît mai mare, pentru un același dezechilibru al sistemului asociat. Circuitul de măsurare trebuie deci să transfere putere maximă indicatorului de nul. Transferul de putere maximă are loc la adaptarea rezistențelor, adică atunci cînd rezistența de intrare R_i a indicatorului de nul este egală cu rezistența echivalentă R_s a circuitului de măsurare, între bornele de conectare a indicatorului de nul (rezistența de ieșire a circuitului):

$$R_s = R_i. \tag{2.50}$$

b. În cazul în care limitarea este dată de *prezența zgomotului*, trebuie urmărită obținerea unui raport semnal/zgomot maxim. Această condiție

nu coincide cu semnalul maxim, deoarece atît semnalul cît și zgomotul depind de relația dintre R_s și R_i. Optimizarea raportului semnal/zgomot conduce la relația stabilită la § 2.6.1.:

$$R_s = \frac{E_{zg}}{I_{zg}}, \tag{2.51}$$

unde E_{zg} și I_{zg} sînt tensiunea de zgomot, respectiv curentul de zgomot la intrarea indicatorului de nul.

Practic cele două condiții de mai sus, exprimate prin relațiile (2.50) și (2.51), sînt îndeplinite numai cu aproximație, uneori grosolană. În cazul galvanometrelor magnetoelectrice, trebuie să se aibă în vedere și influența rezistenței circuitului de măsurare asupra comportării dinamice. Indicatoarele de nul electronice sînt folosite aproape totdeauna în condiții în care $R_s \ll R_i$, ceea ce este compatibil cu un raport semnal/zgomot apropiat de cel optim (§ 2.6.1) și asigură în plus funcționarea lor în regim de voltmetru. În acest fel, perturbarea circuitului de măsurare este neglijabilă chiar și pentru un dezechilibru relativ mare, fiind posibilă și măsurarea prin metode diferențiale (și nu numai prin metode de zero).

Un alt aspect specific indicatoarelor de nul este faptul că în cursul utilizării lor există șanse foarte mari de supraîncărcare. De exemplu, cînd se lucrează la limita maximă de sensibilitate a unui compensator de c.c., pe scara de ± 1 μV a unui indicator de nul se poate aplica ușor o tensiune de 100 mV, deci de 10^5 ori mai mare, dacă se manevrează accidental prima decadă a compensatorului. De aceea, este foarte important ca indicatoarele de nul să reziste la supraîncărcări accidentale, fără deteriorare sau modificarea zeroului, și pe cît posibil să-și revină rapid după încetarea supraîncărcării.

În sfîrșit, timpul de răspuns al indicatoarelor de nul este un parametru de importanță mai mare decît la microvoltmetre. Intr-adevăr, la măsurarea unei tensiuni, durata măsurării este practic egală cu timpul de răspuns al aparatului. În schimb, la o măsurare prin metodă de zero, echilibrarea necesită o succesiune de operații, timpul de răspuns al indicatorului de nul intervenind de fiecare dată și prelungind astfel de multe ori durata măsurării.

În ordinea crescîndă a sensibilității lor, tipurile de indicatoare de nul de c.a. folosite în măsurările electrice actuale sînt următoarele: galvanometre magnetoelectrice, galvanometre cu amplificator fotoelectric, indicatoare de nul electronice, indicatoare de nul cu amplificator parametric și indicatoare de nul cu interferență cuantică în supraconductoare.

Galvanometre magnetoelectrice. Sînt aparate magnetoelectrice la care se realizează o sensibilitate mărită prin creșterea cuplului activ, scăderea cuplului rezistent și amplificarea optică a deviației. În același timp însă se înrăutățesc caracteristicile dinamice, în așa fel încît un galvanometru hipersensibil devine aproape inutilizabil din cauza timpului de răspuns foarte lung. Practic, factorul de zgomot (§ 1.3.3) al galvanometrelor magnetoelectrice poate fi redus cu greu sub 30—40 dB, datorită creșterii excesive a timpului de răspuns.

O altă dificultate în utilizarea galvanometrelor este dependența regimului de funcționare al acestora de rezistența circuitului exterior.

La aceste dezavantaje se mai adaugă incomoditatea montării și exploatării galvanometrelor de mare sensibilitate. De asemenea, ele nu suportă supraîncărcări puternice: după un șoc de curent, ele nu revin exact la aceeași indicație, timpul de revenire este relativ lung, iar în cazul unui supracurent de durată se pot deteriora.

Cele mai importante avantaje ale galvanometrelor magnetoelectrice constau în rejecția foarte bună a perturbațiilor, atît de tip serie, cît și de mod comun.

Ca performanțe limită ale galvanometrelor magnetoelectrice de fabricație curentă, pragul de sensibilitate în tensiune ajunge la ordinul 10^{-8} V, iar pragul de sensibilitate în curent ajunge la ordinul 10^{-11} A.

Galvanometre cu amplificator fotoelectric. Sînt realizate prin asocierea unui galvanometru magnetoelectric cu o pereche de fotoelemente în montaj diferențial. Un fascicul luminos este reflectat de oglinda fixată pe bobina mobilă a galvanometrului și ilumineză simultan cele două fotoelemente (fig. 2.50). Pentru o poziție medie a bobinei mobile, fluxurile luminoase incidente pe fotoelemente sînt egale și curenții fotoelectrici generați se compensează reciproc, semnalul de ieșire fiind nul. Orice deviere a bobinei mobile de la această poziție face ca iluminările fotoelementelor să devină inegale, ceea ce dă naștere la un semnal de ieșire aproximativ proporțional cu unghiul de deviere a bobinei mobile.

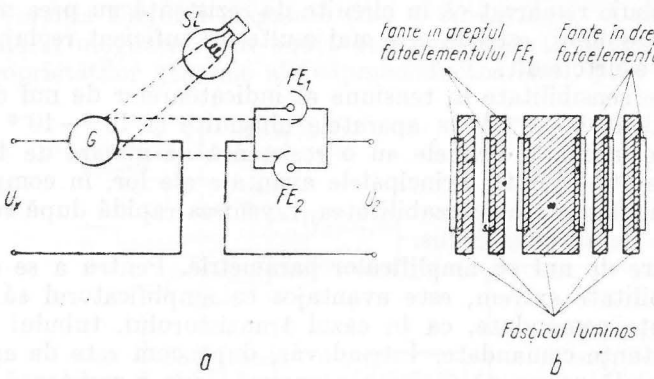


Fig. 2.50. Galvanometru cu amplificator fotoelectric:
a – schema generală; *b* — forma secțiunii fasciculului luminos și a fantelor din dreptul celor două fotoelemente.

Se observă că sistemul este analog galvanometrului cu proiector și scară gradată exterioară, locul scării fiind preluat de fotoelementele diferențiale. În locul deplasării spotului luminos pe scara gradată se obține la ieșire un semnal electric care poate fi pus în evidență cu ajutorul unui instrument

de sensibilitate relativ redusă. Acest principiu de funcționare are următoarele avantaje importante:

a. amplificarea optică realizabilă fiind foarte mare, sistemul mecanic este mai simplu și mai robust decît la galvanometrele clasice, iar caracteristicile dinamice mult mai favorabile și mai puțin dependente de rezistența sursei;

b. disponibilitatea unui semnal electric la ieșirea sistemului permite aplicarea unor reacții negative care adaptează ușor aparatul la circuite de măsurare de rezistențe diferite;

c. sistemul păstrează avantajul galvanometrelor clasice de rejecție mare a perturbațiilor serie și de mod comun;

d. în comparație cu indicatoarele de nul electronice, mai are avantajul absenței tensiunilor și curenților de decalaj la intrare.

Pragurile de sensibilitate obtenabile sînt: în tensiune $2 \cdot 10^{-10}$ V, în curent $5 \cdot 10^{-11}$ A.

Indicatoare de nul electronice. Sînt microvoltmetre și nanovoltmetre folosind amplificator de c.c. cu modulare (§ 2.6.2).

Pentru aducerea la zero a indicatorului, sînt prevăzute două reglaje: tensiunea de zero și curentul de zero. Prima reglare se face cu bornele de intrare în scurtcircuit prin aplicarea în serie la intrare a unei mici tensiuni continue, ajustabile continuu între două limite, de exemplu între $+25$ μV și -25 μV. A doua reglare se face cu bornele de intrare în gol, prin injectarea la intrare a unui mic curent continuu, variabil ca valoare și sens. Cele două reglaje pot servi nu numai pentru corectarea derivei de tensiune, respectiv a derivei de curent proprii aparatului, ci și pentru compensarea unor tensiuni și curenți parazitați din circuitul de măsurare (în cazul aducerii la zero în circuit). Trebuie remarcat că în circuite de rezistență nu prea mare (pînă la cîteva sute de ohmi) este de cele mai multe ori suficient reglajul de zero cu bornele în scurtcircuit.

Pragul de sensibilitate în tensiune al indicatoarelor de nul electronice este de ordinul 10^{-7}—10^{-6} V la aparatele obișnuite și 10^{-9}—10^{-8} V la cele de sensibilitate maximă. Primele au o rezistență de intrare de 10^5—$10^7\Omega$, iar celelalte de 10^3—10^5 Ω. Principalele avantaje ale lor, în comparație cu galvanometrele, sînt supraîncărcabilitatea, revenirea rapidă după supraîncărcare și timpul de răspuns redus.

Indicatoare de nul cu amplificator parametric. Pentru a se obține un prag de sensibilitate extrem, este avantajos ca amplificatorul să fie bazat nu pe rezistențe comandate, ca în cazul tranzistorului, tubului electronic etc. ci pe reactanțe comandate. Într-adevăr, după cum este de așteptat, o reactanță variabilă generează mai puțin zgomot decît o rezistență variabilă. Zgomotul de fluctuație generat de o reactanță este datorit numai rezistenței serie de pierderi, care poate fi foarte mică. Amplificatoarele cu reactanță variabilă sînt cunoscute sub denumirea generică de *amplificatoare parametrice*. Teoria generală a acestor amplificatoare pune în evidență posibilitatea obținerii unei amplificări în putere, în cazul general în care semnalul de intrare are frecvența f_1, sursa de pompaj (sursa care cedează putere sistemului) are frecvența f_p iar semnalul de ieșire are frecvența $f_2 = mf_1 + nf_p$, unde m și n sînt întregi. Pompajul poate fi electric sau mecanic; în primul

caz se utilizează reactanțe neliniare, iar în al doilea caz sînt necesare reactanțe comandate mecanic (cu elemente mobile). Realizarea de amplificatoare parametrice cu impedanță de intrare mică (sensibile la tensiune) este posibilă cu reactanțe inductive, cum sînt bobinele neliniare (în amplificatoarele magnetice) sau bobinele vibrante. Dimpotrivă, pentru realizarea de amplificatoare parametrice cu impedanță de intrare mare se utilizează reactanțe capacitive, de exemplu condensatoare neliniare (în amplificatoarele cu diode varicap) sau condensatoarele vibrante.

Amplificatoarele parametrice cu impedanță de intrare mică și-au găsit aplicare în indicatoarele de nul de c.c. asociate circuitelor de rezistență extrem de mică (de exemplu în etaloanele de tensiune de tip Josephson, § 1.4.2). Un asemenea indicator de nul [28] este compus dintr-un sistem de bobine fixe și mobile, una din cele mai simple variante fiind ca cea din fig. 2.51. Prin bobina vibrantă trece curentul continuu de măsurat, care induce în bobinele fixe o tensiune proporțională. Tensiunea alternativă în circuitul secundar, adus la rezonanță prin condensatorul C, este amplificată mai departe și detectată sincron, prin metode convenționale.

În cazul în care indicatorul de nul lucrează în circuite de rezistență foarte mică, sensibilitatea amplificatorului poate fi mărită considerabil menținînd bobinele din sîrmă supraconductoare la temperatura heliului lichid. Aceasta conduce și la o reducere importantă a zgomotului sistemului. Practic s-au obținut praguri de sensibilitate între 10^{-15} și 10^{-13} V, cu surse de rezistență între 10^{-8} și 10^{-6} Ω.

Indicatoare de nul cu interferență cuantică în supraconductoare. Formează o altă categorie de indicatoare de nul de înaltă sensibilitate în tensiune, utilizabile în circuite de rezistență mică. Sînt bazate pe dispozitivul supraconductor numit *squid* (de la Superconducting Quantum Interference Device), în forma cea mai simplă un inel sau un cilindru supraconductor, întrerupt printr-o zonă de *cuplaj slab* în care este intercalat un conductor imperfect (joncțiune Josephson, § 1.4.2). Un squid este în esență un element sensibil la variația fluxului magnetic (sau a curentului). O variație relativ mică a fluxului magnetic prin squid este compensată automat de acesta (potrivit proprietăților generale ale supraconductoarelor), prin apariția unui

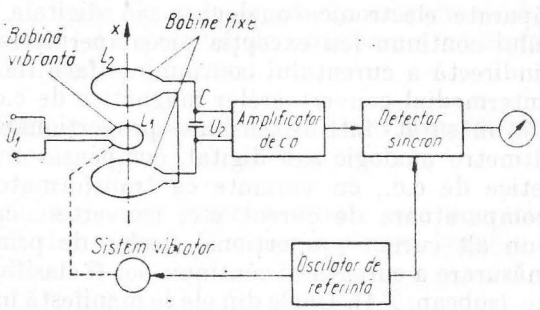


Fig. 2.51. Amplificator parametric de c.c. cu bobină vibrantă.

curent I care generează un flux egal și de semn contrar. Acest proces are loc atît timp cît nu este depășit curentul critic I_c al supraconductorului. Curentul critic al joncțiunii Josephson este mult mai mic decît cel al restului circuitului. Valoarea lui I_c (în jurul a 10 μA) împreună cu diametrul inelului

(în jurul a 2 mm) sînt alese astfel ca atingerea curentului critic să aibă loc la un flux egal cu cîteva cuante Φ_0 de flux magnetic ($\Phi_0 = h/2e = 2{,}07 \cdot 10^{-15}$Wb). Creşterea fluxului aplicat squidului este însoţită de o variaţie în salturi a curentului I. Ca urmare, măsurarea unui flux magnetic Φ_x (sau cîmp magnetic, curent etc.) se poate face prin numărarea salturilor pe care le efectuează curentul I atunci cînd fluxul variază de la zero la Φ_x (asemănător, de exemplu, măsurării unei distanţe prin metode interferometrice, numărînd franjele de interferenţă). Mai obişnuit, măsurarea se face însă printr-o metodă de compensare, fluxul Φ_x fiind compensat, cu ajutorul unui sistem electronic de echilibrare automată, printr-un flux egal de semn contrar, squidul servind în acest caz ca element de zero şi rămînînd într-o stare de referinţă dată. Pe această cale se obţin praguri de sensibilitate excepţionale, de ordinul (10^{-4}—10^{-3}) Φ_0.

Pentru funcţionare ca indicator de nul, tensiunea de detectat se aplică la bornele unei bobine de comandă care este complet ecranată magnetic (utilizînd o ecranare supraconductoare). Pragul de sensibilitate în tensiune este între 10^{-15} şi 10^{-13} V în cazul unor surse de rezistenţă internă suficient de mică.

Aparatura bazată pe squid este într-o dezvoltare accentuată şi are perspective excepţionale de aplicare în numeroase domenii ale măsurărilor. Se fabrică curent * magnetometre de sensibilitate extremă, gradientmetre magnetice, susceptivimetre magnetice, voltmetre de c.c. şi c.a., ohmmetre, termometre magnetice, gravimetre etc. A fost realizată aparatură pentru măsurarea unor mărimi electrice la frecvenţe pînă la ordinul gigaherţilor (curent, tensiune, putere, atenuare).

2.7. MĂSURAREA CURENTULUI CONTINUU

Măsurarea directă a curentului continuu se face cu ajutorul ampermetrelor magnetoelectrice şi mai rar electrodinamice sau feromagnetice. Nu se folosesc aparate electronice analogice sau digitale destinate numai măsurării curentului continuu (cu excepţia picoampermetrelor, § 2.8.2).

Măsurarea indirectă a curentului continuu se face fie cu ajutorul şunturilor, fie prin intermediul convertoarelor magnetice de c.c. Şuntul converteşte curentul de măsurat într-o tensiune proporţională, măsurabilă cu ajutorul unui voltmetru analogic sau digital, compensator de c.c. etc. Convertoarele magnetice de c.c., cu variante ca transformatoare de c.c. (sau transductoare), comparatoare de curent etc. convertesc curentul continuu de măsurat într-un alt curent proporţional, izolat de primul.

Erorile de măsurare a curentului continuu pot fi clasificate ca şi în cazul tensiunii continue (subcap. 2.1). Unele din ele se manifestă însă în mod diferit. Problema nu prezintă nici pe departe aceeaşi importanţă practică. Două tipuri particulare de erori sînt mai frecvente în anumite măsurări de laborator: eroarea datorită absorbţiei de putere din circuitul de măsurare şi cea introdusă de impedanţele parazite ale ampermetrului sau convertorului de c.c.

* În principal de către firmele *S. H. E. Corporation, Superconducting Technology Inc.* şi *Develco Inc.*, S.U.A.

La măsurarea curentului, conductorul parcurs de curent trebuie întrerupt pentru introducerea ampermetrului (fig. 2.52). Curentul măsurat va fi mai mic decît curentul în lipsa ampermetrului, eroarea de măsurare fiind aproximativ

$$-\frac{P_A}{P_s} = -\frac{R_A}{R_s}, \tag{2.52}$$

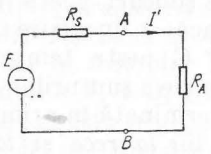


Fig. 2.52. Eroarea datorită absorbției de putere în ampermetru.

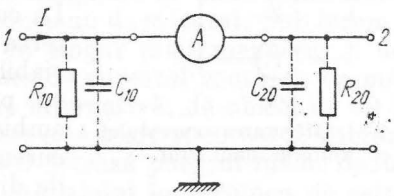


Fig. 2.53. Impedanțe parazite față de masă, introduse de ampermetru.

unde: P_A este puterea absorbită de ampermetru; P_s — puterea totală a sursei (puterea maximă pe care o poate debita pe propria rezistență internă); R_A — rezistența ampermetrului; R_s — rezistența internă a sursei.

Se obțin deci expresii asemănătoare celor din cazul voltmetrelor (§ 2.1.2).

Conectarea ampermetrului în circuit poate introduce impedanțe parazite între punctele de conectare și alte puncte ale circuitului de măsurare. În particular prezintă importanță impedanțele parazite față de masă (punct comun al unor porțiuni de circuit). Aceste impedanțe pot fi rezistențe de izolație sau capacități ale ampermetrului față de masă (fig. 2.53). Ele pot provoca o redistribuire a curenților în circuit, curentul măsurat fiind diferit de curentul în lipsa ampermetrului. Eroarea este evaluabilă în fiecare situație concretă prin calcul, dacă se cunosc parametrii circuitului. Ea este de ordinul de mărime al raportului Z_0/Z_{ech}, unde Z_0 este impedanța ampermetrului față de masă și Z_{ech} este impedanța între punctul de conectare a ampermetrului și masă a rețelei pasivizate (lipsită de surse).

2.7.1. MĂSURAREA CURENTULUI CONTINUU FOLOSIND CONVERTOARE REZISTIVE

Cel mai simplu convertor curent-tensiune este un rezistor cuadripolar parcurs de curentul de măsurat. Tensiunea dintre bornele de tensiune ale rezistorului

$$U = RI_x \tag{2.53}$$

trebuie măsurată cu un voltmetru de rezistență $R_V \gg R$ (fig. 2.54).

Rezistorul cuadripolar construit special pentru măsurarea curentului pe această cale se numește *șunt*.

Există diferite variante constructive de șunturi. În multimetrele digitale se utilizează șunturi multiple pentru curenți între cîțiva microamperi

și cîțiva amperi, permițînd măsurarea lor cu ajutorul voltmetrului digital încorporat. În măsurările de laborator, orice rezistor cuadripolar de precizie poate fi folosit ca șunt la curenți care să nu producă o încălzire excesivă a lor. Pentru măsurarea curenților continui intenși (peste 50A) se utilizează șunturi masive din manganină, cu căderi de tensiune nominale standardizate (45 mV, 60 mV și 75 mV). La curenți nominali de mare intensitate, puterea disipată în aceste șunturi poate fi apreciabilă, ceea ce provoacă o încălzire uneori cu pînă la 100 — 150° C peste temperatura ambiantă. Clasa de precizie a șunturilor pentru curenți intenși este determinată în primul rînd de diferența rezistenței lor *la rece* și *la cald*, adică la curenți relativ mici și respectiv la curentul nominal. Curenții nominali ai șunturilor ajung pînă la 20 kA și uneori mai mult. Clasele de precizie uzuale sînt 0,1 și 0,2 la curenți moderați și 0,5 la curenți de mare intensitate.

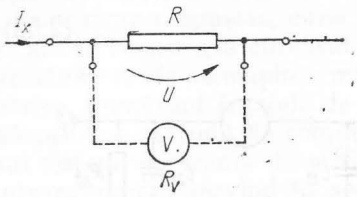


Fig. 2.54. Măsurarea curentului cu ajutorul unui șunt.

2.7.2. MĂSURAREA CURENTULUI CONTINUU FOLOSIND CONVERTOARE MAGNETICE

Convertoarele magnetice de c.c. sînt convertoare curent — cîmp magnetic sau curent — curent care au una sau mai multe din următoarele funcțiuni:

— convertesc un curent intens în altul proporțional, de intensitate mai mică, ușor măsurabil;

— izolează ieșirea de intrare;

— permit măsurarea curentului fără întreruperea circuitului.

Ultimele două posibilități reprezintă în același timp avantaje importante ale convertoarelor magnetice în comparație cu convertoarele rezistive. În plus, convertoarele magnetice au o putere absorbită mult mai mică decît convertoarele rezistive.

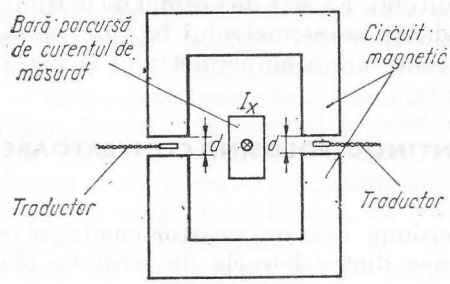


Fig. 2.55. Convertor curent-cîmp magnetic.

Sînt răspîndite trei categorii de convertoare magnetice de c.c.: convertoare curent — cîmp magnetic, transformatoare de c.c. și comparatoare de c.c.

Convertoare curent-cîmp magnetic. Sînt bazate pe măsurarea intensității cîmpului magnetic în jurul conductorului parcurs de curentul de măsurat I_x. Pentru omogenizarea cîmpului, se folosește un circuit magnetic, în ale cărui întrefieruri sînt plasate traductoare de cîmp magnetic, de obicei galvanomagnetice (sonde Hall) sau magnetorezistive (fig. 2.55). Neglijînd reluctanța miezului feromagnetic, rezultă

$$B_1 + B_2 = \frac{\mu_0}{d} I_x, \qquad (2.54)$$

unde B_1 și B_2 sînt inducțiile în cele două întrefieruri.

Acest tip de convertor magnetic de c.c. se folosește la măsurarea curentului continuu între 1 și 100 kA. Precizia sa depinde în primul rînd de performanțele traductorului de cîmp magnetic. În mod obișnuit, se obțin precizii de 1 — 3%, dar cu traductoare speciale (de exemplu cu rezonanță magnetică nucleară) se ajunge la 0,1%.

Transformatoare de c.c. Denumite impropriu astfel, pornesc de la principiul dependenței neliniarității circuitului magnetic al unui transformator de magnetizarea impusă de către curentul continuu de măsurat. Sub forma cea mai simplă, transformatorul de c.c. are un singur miez magnetic și două înfășurări (fig. 2.56, a). Primarul este parcurs de curentul continuu de măsurat I_x, iar în secundar se aplică o tensiune alternativă, de obicei de 50 Hz. Atît timp cît $I_x = 0$, reactanța secundarului este mare și curentul alternativ în secundar este neglijabil. Un curent $I_x \neq 0$ fixează punctul mediu de funcționare M pe curba de magnetizare a materialului în regiunea de saturație (fig. 2.56,*b*). Presupunînd o curbă de magnetizare idealizată ca în fig 2.56,*b* curentul secundar va avea cele două alternanțe puternic inegale: pentru ca ariile porțiunilor A' și B' să fie egale — curentul fiind alternativ — corespunzător ariilor A și B ale fluxului, durata alternanței A' a curentului va fi mult mai mare decît a alternanței B' (care are forma de impuls ascuțit). Rezultă că alternanța A' a curentului, de forma unor impulsuri trapezoidale cu pauze relativ mici între ele, reproduce fidel variația curentului primar I_x. Cu cît curba de magnetizare se apropie mai mult de forma ideală, cea dreptunghiulară, cu atît erorile acestui sistem vor fi mai mici. Conectînd

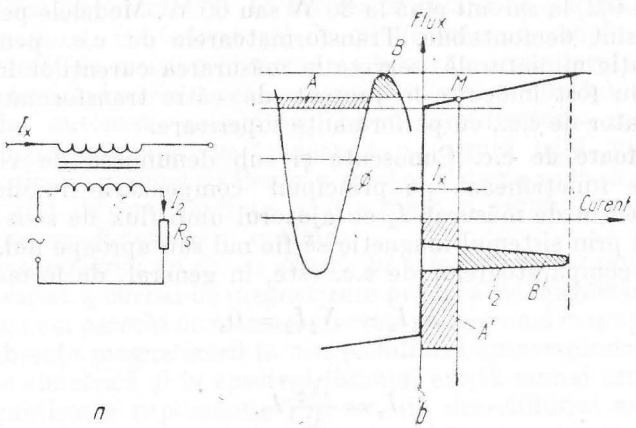


Fig. 2.56. Principiul transformatorului de c.c.:
a — schemă de bază; *b* — variația fluxului magnetic și a curentului secundar

un redresor cu diode în secundar, alternanța A' a curentului dă o componentă medie proporțională cu I_x.

În practică se folosesc transformatoare de c.c. cu două miezuri, pentru compensarea componentelor alternative induse în primar de către curenții secundari. Există multe variante ale acestor transformatoare, cu înfășură-

rile secundare legate în serie sau în paralel. În fig. 2.57 este dată o schemă tipică care include și o bobină de șoc B pentru reducerea pulsațiilor curentului prin ampermetru. Cele două transformatoare T_1 și T_2 sînt magnetizate în același sens de curentul continuu I_x și în sensuri contrare de curentul alter-

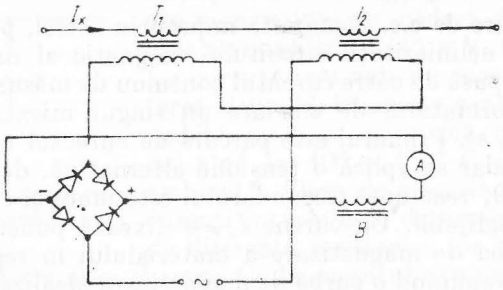


Fig. 2.57. Schemă practică de transformator de c.c.

nativ secundar. S-au adus multe alte îmbunătățiri transformatoarelor de c.c., ceea ce a condus la un mare număr de scheme utilizate.

Constructiv se deosebesc două categorii mari de transformatoare de c.c.: pentru curenți intenși și pentru curenți slabi. Transformatoarele de c.c. pentru curenți intenși* funcționează cu curenți primari nominali de la 500 A la 100 kA, curentul secundar nominal fiind de 1 A sau 5 A. Clasa de precizie este 1; 0,5 sau 0,2, la sarcini pînă la 30 W sau 60 W. Modelele pentru curenți peste 10 kA sînt demontabile. Transformatoarele de c.c. pentru curenți slabi, în execuție miniaturală, servesc la măsurarea curenților între 0,1 mA și 10 A; ele au fost înlocuite în prezent de către transformatoarele-clește de tip comparator de c.c., cu performanțe superioare.

Comparatoare de c.c. Cunoscute și sub denumirea de comparatoare magnetice, ele funcționează pe principiul compensării fluxului magnetic produs de curentul de măsurat I_x cu ajutorul unui flux de sens opus, astfel ca fluxul total prin sistemul magnetic să fie nul sau aproape nul. Ecuația de funcționare a comparatoarelor de c.c. este, în general, de forma

$$N_1 I_x - N_2 I_2 = 0, \tag{2.55}$$

de unde

$$I_x = \frac{N_2}{N_1} I_2, \tag{2.56}$$

unde N_1 și N_2 sînt numerele de spire, iar I_2 este curentul din înfășurarea izolată, proporțional cu I_x. Diferitele sisteme de comparatoare de c.c. se deosebesc prin modul în care se face detecția fluxului din miez (indicarea fluxului nul).

Comparatoarele de c.c. se bucură de avantajele altor aparate de măsurat bazate pe metode de zero. Astfel, erorile lor nu depind decît în mică mă-

* Cele mai cunoscute sînt realizate de firma *A.E.G.*, R.F.G.

sură de caracteristicile materialelor magnetice utilizate, caracteristicile lor sînt stabile în timp, iar puterea absorbită din circuitul de măsurare este de obicei foarte mică. Principalele probleme care se pun sînt: sensibilitatea indicatorului de flux nul, deriva de zero (la măsurarea curenților mici) și influența dispersiei magnetice (cînd se urmărește obținerea unor precizii foarte ridicate).

Cele mai importante sisteme de detecție a fluxului nul sînt: cu traductor de cîmp magnetic, cu detecție pe armonica fundamentală și cu detecție pe armonica a doua.

a. Comparatoarele de c.c. cu traductor de cîmp magnetic sînt formate dintr-un singur miez magnetic, pe care sînt plasate înfășurările parcurse de curentul de măsurat I_x și curentul de compensare I_2. Circuitul magnetic este prevăzut cu unul sau două întrefieruri în care se introduc traductoare sensibile de cîmp magnetic. Curentul I_2 se reglează manual sau automat pînă cînd inducția medie în întrefieruri este nulă. Metoda prezintă dezavantaje datorite prezenței întrefierului: sensibilitate redusă, erori din cauza nesimetriei circuitului magnetic și dispersiei magnetice.

b. Comparatoarele de c.c. cu detecție pe armonica fundamentală au ca element de bază un transformator de c.c., folosit însă nu ca un convertor de curent ci ca indicator de zero. Transformatorul de c.c. are în acest caz două înfășurări de c.c., una parcursă de curentul de măsurat I_x și cealaltă de curentul de compensare I_2. În momentul în care este îndeplinită condiția $N_1 I_x = N_2 I_2$ (echivalentă cu $I_2 = 0$ în cazul transformatorului de c.c.), instrumentul de ieșire indică un curent minim. În diverse instalații de laborator, curentul I_2 este reglat manual, iar indicatorul de minim este un simplu instrument de curent alternativ în serie cu alimentarea în c.a. a secundarului. Au fost realizate și instalații industriale pentru curenți depășind 100 kA în care curentul I_2 este reglat automat, cu ajutorul unor amplificatoare magnetice. Înfășurarea primară este aproape totdeauna o singură bară, care traversează orificiul circuitului magnetic. Precizia acestor sisteme ajunge la 0,01%. Constructiv ele sînt de complexitate relativ mare și necesită precauții deosebite pentru asigurarea funcționării optime.

c. Comparatoarele de c.c. cu detecție pe armonica a doua utilizează distorsiunea asimetrică a curbei de magnetizare produsă de magnetizarea suplimentară în c.c. a unei perechi de miezuri identice supuse unei magnetizări simetrice în c.a. În absența magnetizării în c.c. (echilibrul amperspirelor de c.c.) curba fluxului este simetrică și în spectrul fluxului există numai armonici de ordin impar. Magnetizarea suplimentară în c.c. (la dezechilibrul amperspirelor de c.c.) produce o deformare a curbei de magnetizare în c.a. care devine nesimetrică. Ca urmare, în spectrul fluxului apar armonici de ordin par, dintre care cea mai puternică este armonica a doua, practic proporțională cu diferența $N_1 I_x - N_2 I_2$, care își inversează faza odată cu sensul dezechilibrului amperspirelor.

Principalul avantaj al comparatoarelor de c.c. cu detecție pe armonica a doua constă în aceea că nici un fel de variații ale tensiunii de alimentare, diferențe între dimensiunile și caracteristicile miezurilor, variații în timp a parametrilor miezurilor etc. nu pot provoca apariția unor tensiuni cu frecvența dublă la ieșire, în lipsa magnetizării în curent continuu (bineînțeles, cu condiția

ca tensiunea de alimentare să nu conțină ea însăși armonici pare). Teoretic pragul minim de sensibilitate al acestor dispozitive este limitat de *zgomotele magnetice* și corespunde unor puteri de ordinul 10^{-19} — 10^{-17} W ale semnalului de comandă.

Ca urmare, comparatorul de c.c. cu detecție pe armonica a doua a căpătat o mare răspîndire în tehnica măsurării cu cea mai mare precizie nu numai a curentului continuu, ci și a tensiunii continue, a rezistenței etc. Acest progres este datorit în special dezvoltării principiului comparatorului de c.c. și unor îmbunătățiri tehnologice de o importanță deosebită [32—34], * realizate în ultimii ani.

Principiul de funcționare al comparatorului de c.c. poate fi urmărit pe fig. 2.58. Două miezuri magnetice toroidale, din material de mare permeabilitate, sînt magnetizate în sensuri contrare de către o înfășurare de modulare parcursă de curent alternativ de frecvență f. Înfășurarea de detecție îmbracă ambele miezuri, bobinată în același sens. Peste acest ansamblu, închis într-un ecran magnetic, se află înfășurarea primară de N_1 spire, parcursă de curentul de măsurat I_x și înfășurarea secundară de N_2 spire, parcursă de curentul de compensare I_2. La echilibrul sistemului ($N_1 I_x = N_2 I_2$), tensiunea de frecvență $2f$ indusă în înfășurarea de detecție este nulă; datorită unor mici nesimetrii, în această înfășurare se va induce o mică tensiune de frecvență f, care nu prezintă importanță (se elimină prin amplificare selectivă). În cazul unui dezechilibru ($N_1 I_x \neq N_2 I_2$), în înfășurarea de detecție apare o tensiune indusă de frecvență $2f$, proporțională cu acest dezechilibru și de fază corespunzătoare

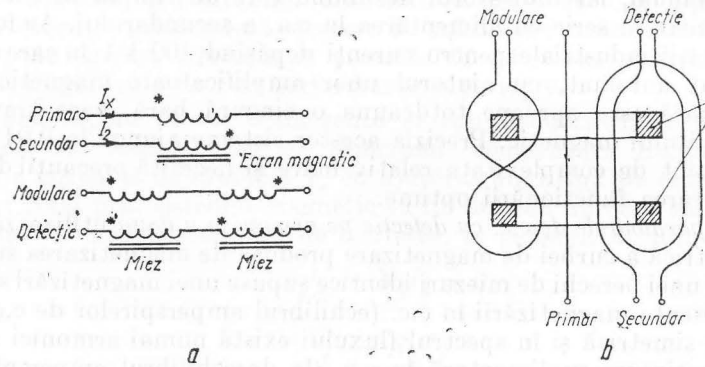


Fig. 2.58. Principiul comparatorului de c.c.:
a — schemă de principiu; *b* — așezarea înfășurărilor (fără reprezentarea ecranului magnetic)

sensului dezechilibrului. Prin urmărirea tensiunii de frecvență $2f$, în modul și în fază, curentul I_2 poate fi reglat la valoarea de echilibru.

Pe acest principiu au fost realizate diferite aparate și instalații de măsurare a curentului continuu.

---

* Principiul comparatorului de c.c. este utilizat în mai multe aparate de măsurat de mare precizie, produse de firma *Guildline* Canada.

O instalație pentru măsurarea cu mare precizie a curentului continuu intens [34] are schema de principiu din fig. 2.59. Comparatorul de c.c. este prevăzut cu ecran magnetic și înfășurare de amortizare a oscilațiilor, care îmbunătățesc comportarea dinamică a sistemului. La ieșirea înfășurării de detecție este conectat un amplificator selectiv pe frecvența $2f$, urmat de un detector sincron, comandat prin intermediul unui dublor de frecvență, de

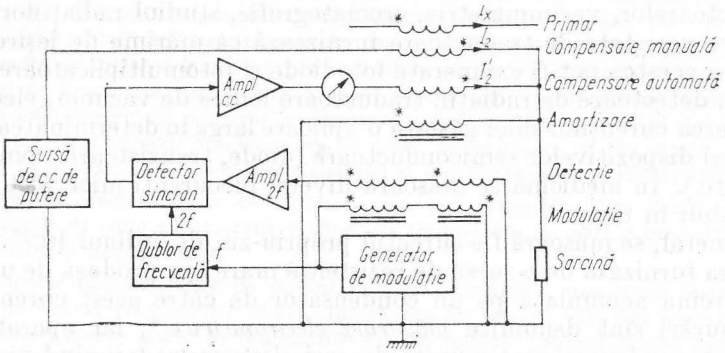


Fig. 2.59. Schema de principiu a unei instalații pentru măsurarea cu precizie a curentului continuu intens.

a generatorul de modulație. În acest fel, la ieșirea detectorului sincron se obține o tensiune continuă care urmărește în valoare și polaritate dezechilibrul comparatorului. Această tensiune este aplicată unui amplificator de putere de c.c. care furnizează curentul necesar echilibrării automate a comparatorului. Intrucît echilibrarea automată acoperă o plajă relativ îngustă de curenți (aprox. $\pm 10\%$ din curentul nominal), este prevăzută și o echilibrare manuală. Deriva de zero a modulatorului magnetic este în jurul a 2 mA · sp, ceea ce conferă instalației o precizie deosebit de ridicată, între 1 și 10 ppm. În instalație sînt montate în cascadă două comparatoare de c.c., unul cu raport maxim de 2000 : 1, iar celălalt pentru extinderea acestui raport pînă la 20000 : 1.

Tot pe principiul comparatorului de c.c. cu detecție pe armonica a doua funcționează un ampermetru de c.c. tip clește, care nu necesită întreruperea circuitului pentru măsurarea curentului.* Ampermetrul este prevăzut cu o sondă de măsurare avînd la extremitate comparatorul de c.c. Miezul magnetic dublu este format din două jumătăți care se pot deschide prin strîngerea mînerului sondei. Un arc readuce miezul în poziția închisă după înlănțuirea conductorului astfel, încît întrefierul rămîne neglijabil. Semnalul de frecvență dublă este transmis printr-un cablu flexibil la aparat unde este prelucrat pentru afișare. Întrucît frecvența de modulare este de 40 kHz, aparatul poate măsura sau înregistra și curenți alternativi pînă la aprox. 400 Hz. O ecranare magnetică îngrijită elimină practic efectul cîmpului magnetic terestru. Gamele de măsurare se întind de la 1 mA la 10 A, iar precizia este de 3%. Sensibilitatea poate fi mărită introducînd conductorul parcurs de curent de mai multe ori prin orificiul sondei. Rezistența introdusă în circuitul de măsurare este practic neglijabilă. În schimb, sonda introduce în circuitul de măsurare o inductivitate serie de circa 0,5 μH și o capacitate față de masă de circa 2 pF, precum și o tensiune alternativă pînă la 15 mV.

Alte aplicații ale comparatorului de c.c. sînt compensatorul de c.c. cu comparator de c.c. (§ 2.3.2) și punțile de rezistență cu comparator de c.c. (§ 4.5.4).

* Ampermetru clește tip 428 A, *Hewlett-Packard*, S.U.A.

2.8. MĂSURAREA CURENȚILOR FOARTE MICI. MĂSURĂRI ELECTROMETRICE

Măsurarea curenților continui foarte mici a căpătat o răspîndire deosebit de mare, în legătură cu activități diferite, în fizică, chimie, biologie, tehnica semiconductoarelor, vacuummetrie, cromatografie, studiul radiațiilor cosmice etc. O mare varietate de traductoare furnizează ca mărime de ieșire curenți mici. Printre acestea pot fi enumerate fotodiode și fotomultiplicatoare, camere de ionizare, detectoare de radiații, traductoare ionice de vacuum, electrozi de pH. Măsurarea curenților mici găsește o aplicare largă în determinarea curenților inverși ai dispozitivelor semiconductoare (diode, tranzistoare, comutatoare integrate etc.). În medicină se măsoară diverși biocurenți mici, atît continui cît și variabili în timp.

În general, se măsoară fie curentul propriu-zis, de ordinul $10^{-17} - 10^{-9}$ A, fie tensiunea furnizată de o sursă de rezistență mare sau produsă de un curent mic, fie sarcina acumulată pe un condensator de către acest curent. Toate aceste măsurări sînt denumite *măsurări electrometrice* *, iar aparatele care servesc acestor măsurări sînt numite deseori *electrometre* (reunind picoampermetre, milivoltmetre electrometrice și coulombmetre).

O particularitate a măsurării curenților mici este aceea că măsurarea se efectuează în circuite de rezistență mare (practic, între 10^5 și 10^{16} Ω). Într-adevăr, puterea disponibilă pentru măsurare $R_m I_x^2$, unde I_x este curentul de măsurat iar R_m este rezistența în care se măsoară I_x, ar fi prea mică, comparabilă cu puterea diverselor perturbații, dacă R_m nu ar avea o valoare suficient de mare. Pe de altă parte, curentul de zgomot datorit fluctuației termice $I_{zg} = \sqrt{4KT\Delta f/R_m}$ poate fi micșorat prin creșterea valorii rezistenței R_m. Astfel, dacă pentru $\Delta f = 1$ Hz și $T = 300$ K, se cere ca $I_{zg} < 10^{-15}$ A, este necesar ca $R_m > 1{,}5 \cdot 10^{10}$ Ω.

O altă particularitate a măsurării curenților foarte mici provine din faptul că zgomotul termic, ca și majoritatea altor perturbații, crește o dată cu lărgimea de bandă Δf în care se efectuează măsurarea. De aceea, măsurarea curenților foarte mici și în general măsurările electrometrice se fac în benzi relativ înguste de frecvență (curenți constanți sau lent variabili). Dealtfel, frecvența maximă la care se pot efectua măsurări electrometrice este limitată și de capacitățile parazite inerente care împreună cu rezistența mare a circuitului de măsurare dau constante de timp mari.

2.8.1. PROBLEME GENERALE ALE MĂSURĂRILOR ELECTROMETRICE

Obiecte supuse măsurărilor electrometrice (surse electrometrice). Pot fi deosebite trei categorii mari de surse electrometrice: surse de curent, surse de tensiune și surse de sarcină. Toate aceste surse sînt caracterizate prin impedanță mare și curent debitat mic; puterea lor disponibilă fiind foarte mică,

* Denumirea provine de la vechile *electrometre* electrostatice, folosite mult timp pentru măsurarea sarcinii electrice în regim electrostatic.

măsurarea parametrului care interesează: curent, tensiune sau sarcină, necesită deseori praguri de sensibilitate ale aparaturii apropiate de cele limită obtenabile teoretic.

Sursele electrometrice de curent sînt surse cu gaz, cu vacuum, cu corp solid și mai rar cu lichid. Sursele cu gaz sînt camere închise conținînd un gaz (în caz particular, aer) a cărui conductibilitate electrică este determinată de un parametru exterior. Exemplul tipic este camera de ionizare folosită pentru măsurări asupra radiațiilor ionizante prin intermediul efectului de ionizare a gazului din cameră. Sursele cu vacuum servesc pentru măsurarea curentului unui fascicul de particule încărcate care străbat un spațiu vid și sînt adunate de către un colector (de exemplu: spectrometre de masă, fotoelemente cu vid, dozimetre γ cu cameră vidată). Sursele cu corp solid sînt dielectrici și semiconductori de rezistivitate mare.

Sursele electrometrice de tensiune cele mai răspîndite sînt electrozii electrochimici, traductoarele de cîmp electrostatic și diversele traductoare de mărimi neelectrice, caracterizate prin rezistență internă mare.

Sursele electrometrice de sarcină cele mai răspîndite sînt traductoarele piezoelectrice bazate pe efectul piezoelectric direct. Impedanța lor internă este pur capacitivă (cu o rezistență paralel foarte mare, de ordinul 10^{14} Ω). Se folosesc cel mai adesea pentru măsurări în regim dinamic. O altă categorie de surse de sarcină sînt convertoarele capacitive folosite la măsurarea intensității cîmpului electrostatic sau a sarcinilor electrostatice de pe diferite obiecte. În sfîrșit, măsurarea directă a sarcinii mai intervine atunci cînd se cere măsurarea integralei în timp a unui curent pentru evaluarea unui efect global (în măsurări dozimetrice).

Elemente de circuit folosite în măsurările electrometrice. Efectuarea corectă a măsurărilor electrometrice necesită poate mai multe precauții decît a oricăror alte măsurări electrice. Printre acestea, o atenție deosebită trebuie acordată unor elemente de circuit care se folosesc în măsurări.

Rezistența de izolație a izolatoarelor trebuie să fie, în cazurile obișnuite, de 10^{12}—$10^{13}\Omega$. Prin gardarea corespunzătoare a circuitului de măsurare, această rezistență este suficientă și la măsurările în care intervin rezistențe considerabil mai mari. Rezistența izolatoarelor este compusă din rezistența de volum și rezistența de suprafață. În practică, cele mai multe dificultăți le creează rezistența de suprafață, deoarece depinde în mare măsură de starea ei de curățenie și de umiditatea atmosferică. La umidități relative de peste 80% majoritatea izolatoarelor se comportă nesatisfăcător în privința rezistenței de suprafață, făcînd imposibilă efectuarea măsurărilor electrometrice.

Dintre materialele izolante folosite în aparatura electrometrică, cele mai obișnuite sînt: safirul, cuarțul topit și chihlimbarul (în aparatura de cea mai înaltă performanță), teflonul, polistirenul, polietilena și radioceramica.

Cablurile utilizate în măsurările electrometrice sînt obligatoriu ecranate pentru evitarea perturbațiilor datorite cîmpurilor electrice exterioare. Ca izolant folosesc în mod obișnuit polietilena sau, mai rar, teflonul.

În cablurile flexibile obișnuite, cu ecranul sub formă de tresă (împletitură) din sîrmă de cupru, iau naștere sarcini electrice și tensiuni perturbatoare, la orice mișcare sau deformare a lor, care pot îngreuna sau chiar face imposibilă măsurarea. Explicația acestui fenomen este următoarea. Tresa metalică nu face contact perfect cu suprafața izolatorului (fig. 2.60, *a*); în locurile de pierdere a contactului, se produc prin frecare sarcini electrice care încarcă surprafața izolatorului și induc, de asemenea, sarcini pe conductorul central al cablului. Capacitățile C_1 și C_2 care se formează nefiind constante, la fiecare deformare a cablului și un timp după aceasta circulă curenți de încărcare și descărcare a condensatoarelor,

conform schemei echivalente din fig. 2.60, *b*. Zgomotul care ia astfel naștere are componente importante de frecvență foarte joasă, care pot perturba măsurarea. Remediul constă în utilizarea cablurilor *antivibratoare* numite și cabluri grafitate, la care suprafața exterioară a izolatorului este acoperită cu un strat conductor, de obicei de grafit. În acest fel se asigură un

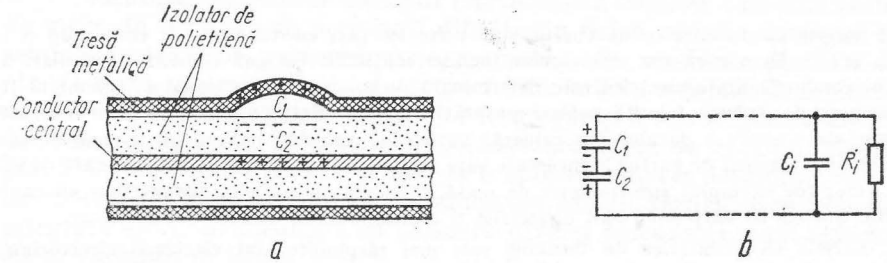


Fig. 2.60. Tensiuni perturbatoare în cablurile ecranate flexibile, datorită frecării dintre tresa metalică și izolator:
a — secțiune de cablu; *b* — schema echivalentă.

contact permanent între tresa metalică și suprafața izolatorului, ceea ce împiedică apariția sarcinilor perturbatoare. În cazuri critice, soluția radicală este utilizarea unor conductoare ecranate rigide.

Comutatoarele folosite în montajele electrometrice trebuie să asigure o rezistență de izolație suficient de mare și uneori, o capacitate mică între contactele deschise. Exemple de realizare a acestor deziderate sînt date în fig. 2.61. Contactele normal închise sînt separate prin împingerea unei piese metalice legată la masă, care acționează fie direct asupra uneia din piesele de contact, pe care o leagă la masă după întrerupere (fig. 2.61, *a*), fie asupra unei piese suplimentare de legătură, normal izolată, pe care o leagă la masă după întrerupere (fig 2.61, *b*).

În aparatura electrometrică se utilizează pe scară largă diferite tipuri constructive de microrelee trestie *(reed)*. Acestea sînt relee în vid, acționate magnetic (sau uneori termic), cu rezistență de izolație pînă la 10^{12} Ω și capacitate între contactele deschise de ordinul 0,1 pF.

Rezistoarele de rezistență mare (peste 10^9 Ω) sînt confecționate dintr-o compoziție rezistivă specială depusă pe un suport ceramic și secționată elicoidal pentru ajustare la valoarea dorită. Sînt puternic influențate de umiditatea atmosferică, au un coeficient de temperatură

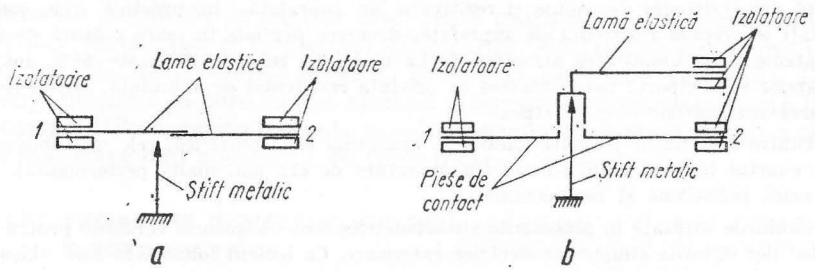


Fig. 2.61. Comutatoare pentru măsurări electrometrice:
a — cu acționare directă; *b* — cu piesă intermediară și ecranare electrostatică.

relativ mare și o variație de asemenea importantă cu tensiunea aplicată. Toate aceste efecte cresc cu valoarea rezistenței.

Cele mai bune rezistoare pentru măsurări electrometrice sînt de tip ermetizat, închise în balon de sticlă*. Suprafața sticlei este acoperită cu un lac siliconic pentru a împiedica con-

* De exemplu seria de rezistoare 38—10 tip *Welmegox* fabricate de *Welwin Electric Limited*, Marea Britanie.

densarea vaporilor de apă (nu trebuie atinsă cu mîna și trebuie ferită de solvenți). Valorile nominale ale rezistenței sînt între 10^8 și 10^{14} Ω, iar toleranța valorii efective ±1%, ±2%, ±5% sau ±10%.

Condensatoarele utilizate în măsurările electrometrice trebuie să aibă o rezistență de izolație ridicată astfel, încît constanta de timp proprie de descărcare (produsul capacitate × rezistență de izolație) să fie de ordinul 10^3—10^5 s. Pentru capacități pînă la aproximativ 500 pF se utilizează condensatoare cu aer, iar pentru capacități mai mari condensatoare cu polistiren (stiroflex) sau teflon. La acestea din urmă, se mai impune condiția unei absorbții dielectrice reduse (absorbția dielectrică se manifestă printr-o tensiune reziduală după descărcarea condensatorului, exprimată în procente din tensiunea la care a stat încărcat un timp suficient de lung; valori tipice sînt 0,15—0,3% pentru polistiren și 0,03—0,1% pentru teflon).

Surse de erori în măsurările electrometrice. Așa cum se întîmplă în majoritatea măsurărilor care se apropie de limitele teoretice de sensibilitate, și măsurările electrometrice sînt afectate comparabil de cele patru categorii de erori (§ 1.5.1): datorite obiectului de măsurat, interacțiunii obiect-aparat, aparatului de măsurat și influențelor exterioare.

Obiectele supuse măsurărilor electrometrice au deseori *imperfecțiuni* care se încadrează cu dificultate într-un model simplu. Din această cauză, uneori este greu să se măsoare numai parametrul dorit, neinfluențat de alți parametri. De exemplu, la măsurarea curentului debitat de o sursă electrometrică pot interveni tensiuni parazite (termoelectrice, de contact sau altele) generate chiar în interiorul sursei care produc, prin rezistențele circuitului de măsurare, curenți nedoriți suprapuși peste curentul de măsurat. O problemă care necesită atenție specială este aceea a stabilizării obiectului de măsurat: regimul stabil (permanent) de funcționare se obține uneori în timp îndelungat, în principal din cauza fenomenelor de polarizare dielectrică. De aceea, în anumite măsurări se prescrie ca măsurarea să se facă nu în regimul final, stabilizat, ci la un moment mult anterior, de exemplu la 1 min după punerea sub tensiune a obiectului.

Erorile datorite interacțiunii obiect-aparat se manifestă atît prin absorbția de putere de către aparatul de măsurat cît și prin injectarea de către aparat a unor curenți și tensiuni parazite. Efectul absorbției de putere poate fi semnificativ în deosebi la măsurarea curenților mici prin metoda răspîndită a măsurării căderii de tensiune pe un rezistor intermediar (fig. 2.62).

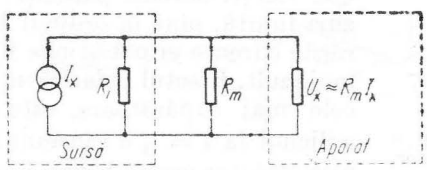


Fig. 2.62. Pentru ilustrarea erorii datorite absorbției de putere de la obiectul supus măsurării.

Aici se produce o eroare, de aproximativ $-R_m/R_s$, dacă rezistența de măsurare R_m nu este neglijabilă față de rezistența sursei R_s, și o a doua eroare, de aproximativ $-R_m/R_i$, dacă rezistența de intrare a aparatului electrometric R_i nu este suficient de mare față de R_m.

Tensiunea de intrare a aparatului electrometric (tensiunea de decalaj) are de obicei un efect mai redus în măsurările electrometrice. În schimb, curentul de intrare al aparatului poate conduce la erori importante avînd în vedere că multe aparate electrometrice au un curent de intrare comparabil cu curentul de măsurat. Ambele efecte pot fi diminuate aducînd aparatul la zero (cu reglarea fie a tensiunii, fie a curentului de intrare) cu bornele de intrare conectate pe o rezistență egală cu rezistența internă a sursei de măsurat; dacă sursa poate fi *pasivizată* (prin anularea curentului, păstrînd aceeași rezistență internă), reglarea zeroului aparatului se poate face și mai simplu.

Erorile datorite influențelor exterioare sînt probabil cele mai importante în măsurările electrometrice. Cîmpurile electrostatice lent variabile în timp induc sarcini în circuitul de măsurare, efectul fiind o instabilitate a indicațiilor aparatului. Cîmpurile electrice variabile rapid, de exemplu cele de 50 Hz, pot avea ca efect saturarea aparatului de măsurat făcînd măsurarea imposibilă, sau o indicație eronată din cauza neliniarităților aparatului. Pentru înlăturarea tuturor acestor efecte, ecranarea electrostatică completă este necesară în toate măsurările electrometrice.

O sursă apreciabilă de erori în măsurările electrometrice de mare sensibilitate o constituie *curenții paraziți* care pot lua naștere prin mișcarea diferitelor părți ale montajului de măsurare. Orice deplasare a acestora poate produce o modificare ΔC a unei capacități într-o regiune încărcată cu sarcina Q, ceea ce conduce la apariția unei tensiuni $\Delta U = -Q\Delta C/C^2$ care se va suprapune peste tensiunea măsurată. Ca o regulă generală, toate componentele folosite în măsurările electrice trebuie să fie rigide sau păstrate nemișcate.

O altă sursă de erori o constituie *curenții prin izolatoare*. Reducerea substanțială a acestor erori este posibilă prin aplicarea rațională a unor tehnici de gardare (§ 2.1.1). Prin aceasta, curenții de fugă sînt canalizați în afara circuitului de măsurare propriu-zis, cerințele privind rezistența de izolație devenind mai ușoare. Izolatoarele generează curenți paraziți nu numai ca urmare a rezistenței de izolație finite, ci și datorită unor efecte de polarizare (ulterior aplicării unui cîmp electric), frecări, efect piezoelectric, fenomene electrochimice de suprafață, impurități radioactive, modificări lente ale structurii materialului etc. Acești curenți paraziți pot fi reduși, în cazuri limită, pînă la ordinul 10^{-17} A, dar în măsurările curente ei pot atinge $10^{-15} - 10^{-14}$ A și chiar mai mult. Efectul polarizării dielectrice, unul din cele mai supărătoare, este ilustrat în fig. 2.63: aplicînd la $t = t_1$ o tensiune izolatorului, curentul prin izolator crește brusc și apoi scade lent către valoarea staționară I_0; dacă la momentul $t = t_2$ se deconectează tensiunea, curentul ia o valoare negativă și tinde, cu aceeași constantă de timp τ, către valoarea zero. Constanta de timp τ poate fi de ordinul minutelor, zecilor de minute sau chiar orelor.

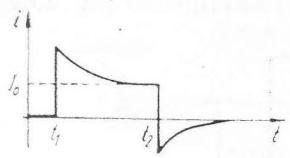


Fig. 2.63. Variația în timp a curentului printr-un izolator, ca urmare a fenomenului de polarizare dielectrică.

Efecte electrochimice pot apărea în diferite părți ale montajului în prezența unor metale diferite (de exemplu, cupru și cositor) și cu concursul

unei pelicule umede jucînd rol de electrolit ; rezistența internă a unei asemenea *pile* galvanice este de obicei foarte mare, însă curentul debitat poate fi comparabil cu curentul măsurat. Ca remediu, suprafața izolatoarelor trebuie curățită minuțios folosind solvenți adecvați.

Gradienții de temperatură pot da naștere unor curenți de natură termoelectrică. În unele cazuri, este necesar să se ia măsuri pentru uniformizarea temperaturii montajului de măsurare.

Curenți mici, de ordinul picoamperilor, pot lua naștere prin efect fotoelectric, în diode, tranzistoare sau chiar unele rezistoare. Prezența acestor curenți poate fi descoperită ușor cu ajutorul unei lămpi-fulger.

2.8.2. APARATE DE MĂSURAT ELECTROMETRICE

În tehnica actuală se folosesc pentru măsurări electrometrice exclusiv aparate electronice, avînd la intrare un amplificator sensibil la tensiune, cu o impedanță de intrare foarte mare *.

Amplificatorul electrometric poate fi folosit ca atare pentru măsurarea tensiunii. Pentru măsurarea curentului, el se asociază cu un rezistor, iar pentru măsurarea sarcinii se asociază cu un condensator. Se obțin astfel aparate de măsurat cunoscute sub denumirile de miliVoltmetru electrometric (sau electrometru), picoampermetru și coulombmetru. Schemele fundamentale ale

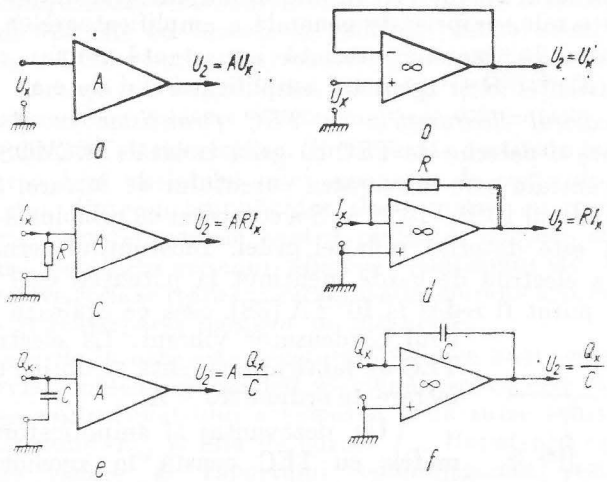


Fig. 2.64. Scheme fundamentale de convertoare electrometrice:

a, *b*, — convertoare tensiune-tensiune; *c*, *d* — convertoare curent-tensiune; *e*, *f* — convertoare sarcină-tensiune.

celor trei tipuri de convertoare electrometrice sînt reprezentate în fig. 2.64, fiecare din ele în două variante: fără reacție (fig. 2.64, *a*, 2.64 *c* și 2.64 *e*) și cu reacție negativă (fig. 2.64 *b*, 2.64, *d* și 2.64, *f*). În general, variantele cu

* O poziție de pionierat în realizarea de aparate de măsurat electrometrice o are firma *Keithley*, S.U.A.

reacție negativă sînt preferate, deoarece au erori de interacțiune aparat-obiect mai mici, caracteristici dinamice superioare și, în anumite condiții, zgomot mai mic.

Amplificatoare electrometrice. Se folosesc frecvent trei tipuri de amplificatoare electrometrice: cu condensator vibrant, cu TEC și cu tub electrometric.

a. Amplificatorul electrometric cu condensator vibrant este o variantă a amplificatoarelor parametrice. Capacitatea unui condensator cu aer este variată periodic, de obicei prin modificarea distanței dintre electrozi, cu o frecvență de ordinul zecilor sau sutelor de herți. Tensiunea de măsurat U_x se aplică condensatorului vibrant. La naștere un curent alternativ proporțional cu U_x care este amplificat, redresat și utilizat pentru reacție negativă.

Din motive de ordin practic, circuitul de intrare al amplificatorului este realizat ca în fig. 2.65. Rezistența serie R este necesară pentru ca la bornele condensatorului vibrant C să poată lua naștere o tensiune alternativă, chiar dacă rezistența sursei R_s este nulă. Condensatorul C_1 transmite numai componenta alternativă a tensiunii la bornele lui C.

Rezistența de intrare a amplificatorului este egală cu rezistența de izolație a condensatorului vibrant, de valori foarte ridicate (obișnuit $10^{15}-10^{16}\Omega$). Curenții paraziți sînt determinați numai de calitatea izolatoarelor și pot fi micșorați pînă la (1... 2) 10^{-17} A. Zgomotul amplificatorului cu condensator vibrant este foarte mic, proprietate generală a amplificatoarelor parametrice cu reactanță variabilă; practic prezintă importanță numai zgomotul de fluctuație al rezistenței R și zgomotul amplificatorului de c.a.

b. Amplificatorul electrometric cu TEC (tranzistor cu efect de cîmp) folosește la intrare o pereche de TEC cu grila izolată (TECMOS). La aceste TEC problema centrală este micșorarea curentului de intrare, care în mod obișnuit este de ordinul $10^{-14}-10^{-16}$ A. S-a constatat că principala componentă a acestui curent este datorită izolației grilei. Înconjurînd terminalul grilei printr-un tub, ca electrod de gardă menținut la potențial egal cu al grilei, curentul grilei a putut fi redus la 10^{-17} A [38], ceea ce egalează performanța unui condensator vibrant. La electrometrele cu TEC de fabricație curentă se obține un curent de intrare de ordinul 10^{-15} A.

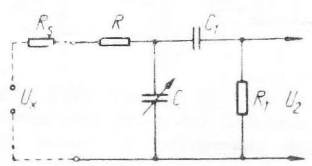


Fig. 2.65. Circuit de intrare al amplificatorului cu condensator vibrant.

Un dezavantaj al amplificatorului electrometric cu TEC constă în zgomotul de alice (zgomot de tip $1/f$) relativ ridicat. O altă problemă este aceea a protecției grilei TEC împotriva supratensiunilor. Orice dispozitiv de protecție reprezintă o sursă suplimentară de curent parazit la intrare. Au fost realizate diode speciale, cu un curent rezidual extrem de mic, adecvate pentru acest scop.

În fig. 2.66 este dată o schemă de principiu tipică pentru circuitul de intrare al amplificatorului electrometric cu TEC. La ieșirea etajului diferențial

cu TEC_1 și TEC_2 este conectat un repetor cu tranzistor bipolar. Prin rezistoarele comutabile R, de valori mari (pînă la $10^{13}\ \Omega$ sau $10^{14}\ \Omega$) se aplică o reacție negativă paralel la intrare. Prin modificarea schemei, reacția negativă paralel poate fi înlocuită cu una serie.

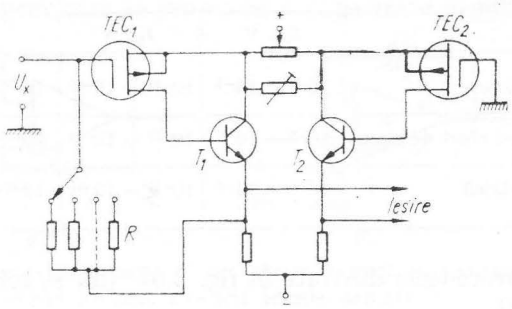


Fig. 2.66. Circuit de intrare al unui amplificator electrometric cu TEC.

Amplificatoarele electrometrice cu TEC au o utilizare crescîndă în aparatura electrometrică, tinzînd să înlocuiască toate celelalte tipuri de amplificatoare.

c. Amplificatorul electrometric cu tub electrometric folosește tricode, tetrode sau pentode speciale cu curenți de grilă extrem de mici. Ele au filamentul alimentat în c.c., cu o putere foarte mică, și lucrează cu tensiuni anodice reduse (4—12 V). Curenții lor de grilă sînt între 10^{-15} și 10^{-13} A. Deriva de tensiune fiind relativ mare, se folosesc deseori montaje diferențiale.

Milivoltmetre electrometrice. Sînt aparate destinate măsurării tensiunilor continue (sau lent variabile) mici, generate de surse de rezistență internă mare. Constau dintr-un amplificator electrometric cu reacție negativă serie, prevăzut cu circuite speciale pentru protecția intrării, schimbarea gamelor de măsurare, decalarea zeroului, afișarea rezultatului etc. Prin aplicarea unei reacții negative serie se realizează stabilitatea amplificării, creșterea impedanței de intrare și schimbarea gamelor de măsurare.

În cazurile în care este necesară obținerea unei sensibilități foarte ridicate, intervin probleme de zgomot asemănătoare cu cele examinate la § 2.6.1. La intrarea milivoltmetrului acționează două surse echivalente de zgomot: una de tensiune E_{zg} și una de curent I_{zg}. Rezistența optimă a sursei, din punctul de vedere al raportului semnal/zgomot, este $R_{s\,opt} = E_{zg}/I_{zg}$. Aceasta înseamnă că dacă se lucrează cu $R_s \approx R_{s\,opt}$ se obține maximul de sensibilitate de la aparatul dat. În tabelul 2.1. sînt specificate cîteva date tipice pentru amplificatoarele electrometrice uzuale folosite în milivoltmetrele electrometrice. Se observă că plaja de valori ale $R_{s\,opt}$ este convenabilă din punctul de vedere al condiției $R_s \ll R_i$, unde R_i este rezistența de intrare a amplificatorului.

Intervalul de măsurare al milivoltmetrelor electrometrice se întinde de la cîțiva microvolți pînă la 10—30 V. Schimbarea gamelor de măsurare se

Tabelul 2.1

Parametrii tipici ai unor amplificatoare electrometrice

Tipul amplificatorului electrometric	Parametrii de zgomot pentru $\Delta f = 1$ Hz		$R_{s\,opt} = \frac{E_{zg}}{I_{zg}}$	R_i
	E_{zg}, V	I_{zg}, A	Ω	Ω
Cu condensator vibrant	$10^{-6} - 10^{-5}$	$10^{-18} - 10^{-16}$	$10^{10} - 10^{13}$	$10^{15} - 10^{16}$
Cu TEC (tranzistor cu efect de cîmp)	$10^{-6} - 10^{-5}$	$10^{-15} - 10^{-14}$	$10^{8} - 10^{10}$	$10^{12} - 10^{14}$
Cu triodă electrometrică	$10^{-6} - 10^{-4}$	$10^{-17} - 10^{-16}$	$10^{10} - 10^{13}$	$10^{13} - 10^{15}$

face cu unul din procedeele ilustrate în fig. 2.67 (nu se folosesc divizoare de tensiune la intrare).

Impedanța de intrare a milivoltmetrelor electrometrice este dată de rezistența de intrare R_i a amplificatorului electrometric cu reacție negativă serie și de capacitatea de intrare C_i, compusă din capacitatea de intrare C_{ia} a amplificatorului cu reacție și din capacitatea montajului, bornei etc. C_{im}. La unele electrometre, în paralel pe intrare se pot conecta rezistoare interioare comutabile (de exemplu de 10^8 Ω, 10^{10} Ω și 10^{12} Ω). Capacitatea C_{ia} este de obicei mică în comparație cu C_{im}. Capacitatea de intrare $C_i = C_{ia} + C_{im}$ este cuprinsă între 1 pF și 30 pF, în funcție de tipul aparatului, gama de măsurare etc. Valoarea ei prezintă importanță la măsurarea tensiunii surselor de rezistență internă foarte mare; de exemplu dacă $R_s = 10^{12}$ Ω și $C_i = 20$ pF, constanta de timp este $R_s C_i = 20$ s și tensiunea la intrarea aparatului ajunge la valoarea finală abia după un timp de aproximativ un minut. De aceea, la

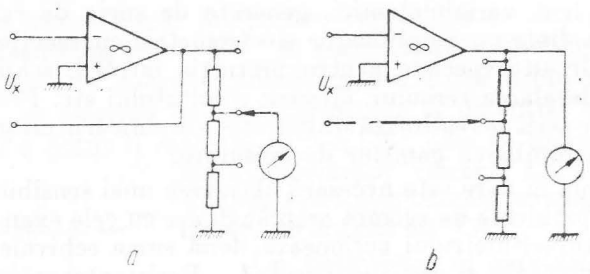


Fig. 2.67. Schimbarea gamelor de măsurare la milivoltmetre electrometrice:

a — cu reacție negativă totală și divizor de ieșire; *b* — cu reacție negativă variabilă în trepte.

milivoltmetrele cu performanțe ridicate se caută reducerea la minimum a capacității de intrare, prin dispunerea adecvată a elementelor circuitului de intrare.

Un caz particular îl constituie milivoltmetrele electrometrice destinate măsurărilor în regim dinamic, pînă la frecvențe de peste 10 kHz (electrometre

de bandă largă), la care se aplică procedee speciale pentru micșorarea capacității de intrare. O soluție este gardarea circuitului de intrare, potențialul ecranului de gardă fiind menținut practic la potențialul bornei de intrare prin legare la ieșirea unui repetor (fig. 2.68, *a*). O altă posibilitate este aplicarea unei reacții pozitive (fig. 2.68, *b*), prin care se *generează* o capacitate negativă la intrare,

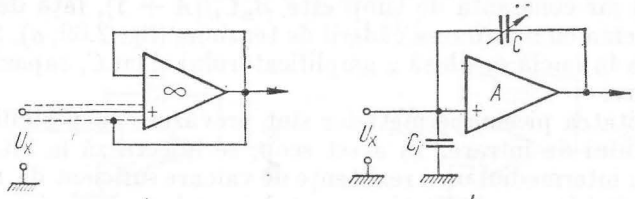


Fig. 2.68. Micșorarea capacității de intrare a unui electrometru:
a — prin gardare; *b* — prin reacție pozitivă.

de valoare reglabilă în limite largi. Această a doua soluție permite compensarea și a capacităților exterioare aparatului (ale cablului de legătură, sursei etc.).

În practică, aparatele electrometrice se construiesc rar numai ca milivoltmetre. Ele sînt de obicei aparate combinate prevăzute pentru a măsura tensiune, curent, sarcină și uneori și rezistență.

Picoampermetre. Există trei posibilități de principiu mai importante pentru măsurarea curenților continui mici:

— se măsoară căderea de tensiune produsă de curentul I_x la bornele unei rezistențe cunoscute R_m;

— se folosește un convertor curent-tensiune realizat cu ajutorul unui amplificator electrometric cu reacție negativă paralel;

— curentul I_x încarcă un condensator de capacitate cunoscută și se

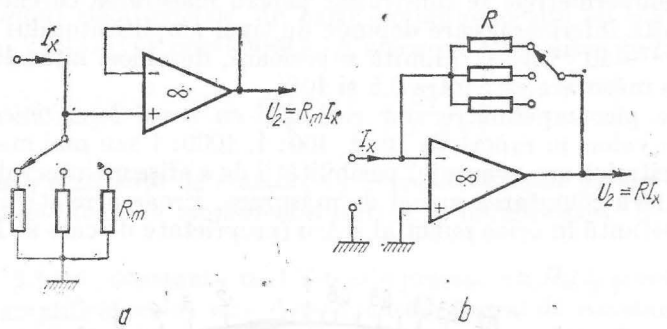


Fig. 2.69. Schimbarea gamelor de măsurare a curentului:
a — cu șunturi comutabile; *b* — cu rezistoare de reacție comutabile.

măsoară fie sarcina acumulată într-un interval de timp dat, fie durata acumulării unei sarcini date.

Măsurarea tensiunii $U_x = R_m I_x$ la bornele unei rezistențe cunoscute R_m este utilizată în deosebi în aparatele combinate care măsoară și tensiune și curent. Acestea sînt de fapt milivoltmetre prevăzute cu rezistoare comutabile la intrare, pentru realizarea mai multor game de măsurare (fig. 2.69, *a*).

Amplificatorul cu reacție negativă paralel (fig. 2.69, *b*) este preferat în picoampermetrele propriu-zise, avînd următoarele avantaje: impedanță de intrare mică, timp de răspuns scurt, zgomot mai redus, sensibilitate mai mică la perturbații în circuitul de intrare. Într-adevăr, dacă $Z_i \gg R_m$, unde Z_i este impedanța de intrare a amplificatorului, atunci rezistența de intrare este $R_m/(A+1)$ iar constanta de timp este $R_m C_i/(A+1)$, față de R_m, respectiv $R_m C_i$ la schema cu măsurarea căderii de tensiune (fig. 2.69, *a*). S-a notat cu A amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului și cu C_i capacitatea circuitului de intrare.

Majoritatea picoampermetrelor sînt prevăzute cu posibilitatea compensării curentului de intrare. În acest scop, se injectează la intrare un curent reglabil prin intermediul unei rezistențe de valoare suficient de mare. Reglajul se face aducînd la zero indicația aparatului, cu bornele de intrare în gol.

Picoampermetrele cu condensator sînt de fapt coulombmetre, realizate prin înlocuirea rezistorului de reacție R din figura 2.69, *b* cu un condensator. Amplificatorul electrometric devine astfel un integrator, a cărui tensiune de ieșire crește liniar în timp, dacă la intrare se aplică un curent I_x constant. În varianta cea mai simplă, curentul se determină din relația

$$I_x = \frac{\Delta Q}{\Delta t}, \tag{2.57}$$

unde ΔQ este creșterea de sarcină măsurată de aparat, iar Δt se măsoară cu un cronometru. Metoda este avantajoasă în cazul măsurării unui curent constant, sau dacă interesează numai valoarea medie a unui curent variabil. Luînd un timp de integrare Δt suficient de lung, efectul zgomotului poate fi micșorat considerabil. Pe același principiu se realizează picoampermetre digitale.

Picoampermetrele se construiesc pentru măsurarea curentului continuu între o limită inferioară, care depinde de tipul amplificatorului electrometric folosit (10^{-17}—10^{-12} A) și o limită superioară, de obicei între 10^{-6} și 10^{-1} A. Precizia de măsurare este între 0,5 și 10%.

Unele picoampermetre sînt realizate cu *scară logaritmică*, afișînd un interval de valori în raport de 10: 1, 100: 1, 1000: 1 sau mai mare (fig. 2.70). Scara logaritmică are avantajul posibilității de a afișa un interval larg de valori măsurate, fără comutarea gamei de măsurare. Eroarea relativă de măsurare rămîne constantă în orice punct al scării (proprietate de care se bucură numai

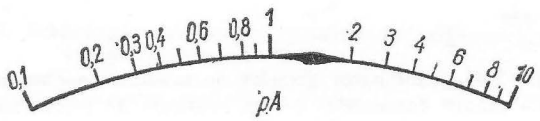
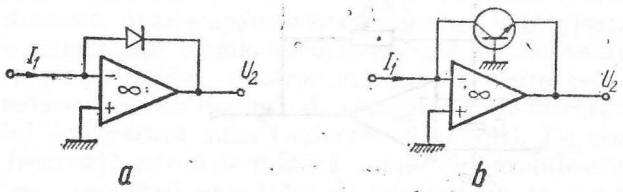


Fig. 2.70. Exemplu de scară logaritmică, cu două decade.

scara logaritmică). Pentru obținerea afișării logaritmice, în lanțul de amplificare al picoampermetrului se intercalează un amplificator logaritmic. Cel mai frecvent, amplificatorul logaritmic este realizat cu ajutorul unei diode semiconductoare sau al unui tranzistor conectat în circuitul de reacție negativă

al unui amplificator operațional (fig. 2.71). Dioda sau tranzistorul lucrează într-un regim în care dependența dintre curent și tensiune este exponențială. Funcția de transfer a amplificatorului logaritmic poate fi exprimată sub forma

$$U_2 = a + b \lg \frac{I_1}{I_r}, \qquad (2.58)$$



a *b*

Fig. 2.71. Amplificatoare logaritmice:
a — cu diodă; *b* — cu tranzistor.

unde: U_2 este tensiunea de ieșire a amplificatorului: I_1 — curentul de intrare; I_r — curentul de referință; a, b — constante, avînd dimensiunea unor tensiuni.

Caracteristica logaritmică a amplificatorului se poate extinde pe intervale de tensiuni de 40—80 dB și chiar mai mult, cu o precizie foarte bună. Principala sursă de erori este variația temperaturii, care produce modificarea constantelor a și b din formula (2.58); de aceea, este necesară o compensare a efectului temperaturii.

O altă clasă de picoampermetre o constituie cele destinate *măsurărilor în regim dinamic*. La acestea se obține o funcționare satisfăcătoare pînă la frecvențe de ordinul kiloherților, prin micșorarea constantelor de timp ale amplificatorului electrometric. În cazul amplificatorului cu reacție negativă paralel (fig. 2.72, *a*), se poate arăta că valoarea constantei de timp este

$$\tau = R_2\left(C_2 + \frac{C_1}{1 + \beta A}\right), \qquad (2.59)$$

unde: R_2 este rezistența de reacție; C_2 — capacitatea în paralel pe R_2; C_1 — capacitatea de intrare a amplificatorului; A — amplificarea; β — factorul de reacție.

Dacă $\beta A \gg 1$, constanta de timp este practic $\tau \approx R_2 C_2$ și comportarea dinamică a amplificatorului este determinată integral de constanta de timp a rezistorului de reacție. De obicei $C_2 \approx 0{,}1$—$0{,}2$ pF și dacă $R_2 = 10^9$—10^{10} Ω rezultatele sînt satisfăcătoare. În cazul valorilor mai mari ale lui R_2 sînt necesare măsuri de reducere a capacității C_2. În fig. 2.72, *b* și 2.72, *c* sînt ilustrate două posibilități de micșorare a capacității parazite C_2. Un ecran prevăzut cu discuri interioare, conectat la masă (fig. 2.72, *b*) care îmbracă rezistorul R_2 de formă cilindrică, poate asigura $C_2 \approx 0{,}01$ pF, cu o creștere neînsemnată a capacităților de intrare și de ieșire. O soluție mai eficientă este utilizarea unor ecrane de gardă, avînd potențiale aproximativ egale cu ale diverselor

porțiuni ale rezistorului R_2 (fig. 2.72, *c*); pe această cale se poate obține $C_2 \approx 0{,}001$ pF.

Coulombmetre. Măsurarea electrometrică a sarcinii electrice se face încărcînd un condensator practic lipsit de pierderi cu sarcina Q_x și măsurînd tensiunea $U = Q_x/C$ la bornele acestui condensator. În aparatele moderne

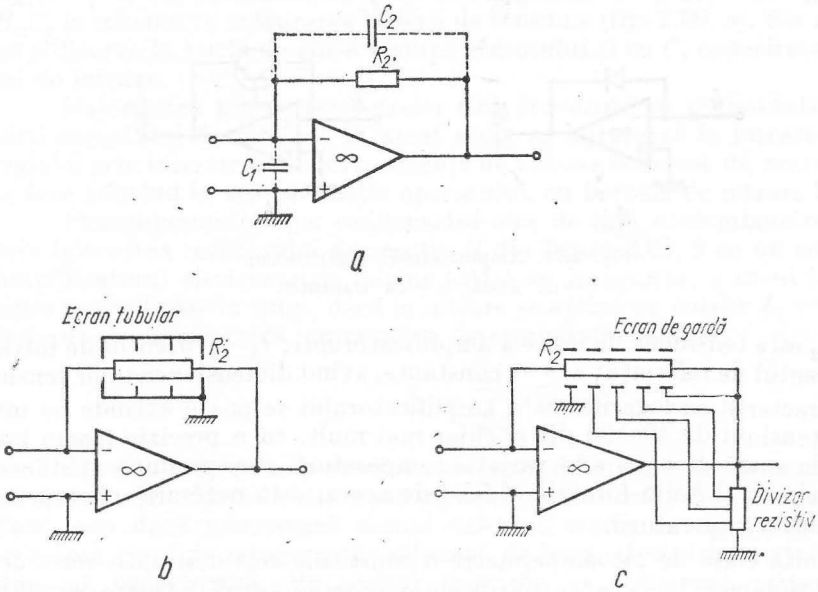


Fig. 2.72. Micșorarea capacității de reacție la amplificatoare electrometrice:
a — schema echivalentă; *b* — cu ecran electrostatic; *c* — cu ecrane de gardă.

condensatorul C este conectat totdeauna în circuitul de reacție paralel al amplificatorului electrometric (fig. 2.64, *f*). Această soluție asigură avantaje importante, ca: independența măsurării de capacitatea de intrare a amplificatorului, erori de interacțiune mici, timp de răspuns scurt etc.

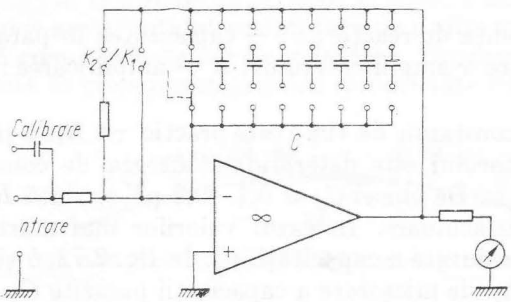


Fig. 2.73. Coulombmetru cu mai multe game de măsurare.

Schema tipică a unui coulombmetru este reprezentată în fig. 2.73. Schimbarea gamelor de măsurare se face prin comutarea condensatorului C. Întreruptorul K_1 servește pentru aducerea la zero a aparatului (descărcarea

condensatoarelor). Prin închiderea întreruptorului K_2 se conectează un rezistor în paralel pe condensatorul C, micșorînd astfel constanta de timp a aparatului. Calibrarea aparatului se face aplicînd la intrare o tensiune cunoscută, prin intermediul unui condensator. Limitele de măsurare sînt impuse de tipul amplificatorului electrometric.

Se bucură de o răspîndire mare coulombmetrele de bandă largă, folosite împreună cu traductoare piezoelectrice pentru măsurarea forței, presiunii etc. în regim dinamic. Aceste aparate se mai numesc *amplificatoare de sarcină*, fiind realizate uneori sub forma de convertoare sarcină-tensiune. Utilizate cu traductoare piezoelectrice, a căror mărime de ieșire este o sarcină, au avantajul că indicația lor nu depinde de capacitatea de intrare (inclusiv capacitatea cablului de legătură între traductor și aparat). De asemenea, limita inferioară de frecvență este determinată numai de amplificator, fiind practic independentă de parametrii circuitului de intrare. Limita superioară de frecvență ajunge la valori de ordinul 100 kHz.

3. MĂSURAREA TENSIUNII ȘI CURENTULUI ALTERNATIV

Utilizarea mărimilor electrice alternative este extrem de largă în tehnica actuală. Avantajele lor în transmiterea energiei electrice, în raport cu mărimile continue, sînt bine cunoscute. În domeniul comunicațiilor, mărimile alternative au avantajul că pot transmite informație nu numai prin nivelul lor, ci și prin alți parametri, ca frecvența și faza. În convertoarele de măsurare, tensiunea alternativă prezintă de asemenea cîteva avantaje în comparație cu tensiunea continuă: este mai ușor de amplificat în prezența unor perturbații cu variație lentă (derive); face posibilă o izolare mai simplă între intrare și ieșire, prin transformatoare; permite aplicarea unor metode de raport de mare precizie, datorită dispozitivelor inductive de raport. În schimb, tensiuni alternative stabile, pentru surse de referință sau etaloane, se obțin mai greu decît în c.c.

Tensiunea și curentul alternativ se măsoară cu precizie mare la frecvențe între 10 Hz și 10 kHz. Sub 10 Hz măsurarea prezintă un interes restrîns (în testarea sistemelor automate se ajunge pînă la 0,01 Hz). Măsurarea tensiunii la frecvențe înalte este posibilă practic pînă la aproximativ 1 GHz (cu aplicații în special în domeniul radiocomunicațiilor), tendința fiind de extindere a ei peste 10 GHz.

În acest capitol sînt examinate metode de măsurare a valorilor globale care caracterizează tensiunea alternativă și curentul alternativ, considerate ca funcții staționare de timp. Ca și în cazul mărimilor continue corespunzătoare, măsurarea tensiunii alternative este mai frecvent întîlnită decît măsurarea curentului alternativ, cu metode și mijloace mai variate.

3.1. GENERALITĂȚI

3.1.1. DEFINIȚII

Din punctul de vedere al comportării globale, un semnal alternativ în regim staționar poate fi caracterizat prin valoare efectivă, valoare medie și valoare de vîrf.

Valoarea efectivă a unei tensiuni alternative este egală cu valoarea unei tensiuni continue care ar dezvolta o putere medie (pe o perioadă) egală, în aceeași rezistență (presupusă independentă de frecvență):

$$U = \sqrt{\frac{1}{T}\int_t^{t+T} u^2 \, dt}, \tag{3.1}$$

unde u este valoarea instantanee a tensiunii alternative, iar T este perioada ei.

Valoarea efectivă constituie parametrul global cel mai important al unei mărimi alternative. În majoritatea măsurărilor, valoarea efectivă este cea care interesează. Toate aparatele de măsurat tensiune alternativă (sau curent alternativ) afișează valoarea efectivă (cu excepția unor aparate cu destinație specială).

Valoarea medie (în modul) a unei tensiuni alternative este valoarea medie în timp a modulului tensiunii:

$$U_{med} = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} |u| \, dt. \tag{3.2}$$

Valoarea medie* astfel definită nu are o semnificație fizică deosebită și nu prezintă în general importanță (cu puține excepții). În tehnica măsurărilor ea intervine însă frecvent din cauza utilizării largi a voltmetrelor de valoare medie (voltmetre cu redresor).

Se mai pot defini valoarea medie a alternanțelor pozitive

$$U_{med+} = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} u_+ \, dt \tag{3.3}$$

și valoarea medie a alternanțelor negative

$$U_{med-} = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} u_- \, dt \tag{3.4}$$

unde u_+ și u_- au următoarele semnificații:

$$u_+ = \begin{cases} u \text{ pentru } u \geqslant 0; \\ 0 \text{ pentru } u < 0; \end{cases} \qquad u_- = \begin{cases} 0 \text{ pentru } u > 0; \\ -u \text{ pentru } u \leqslant 0. \end{cases} \tag{3.5}$$

În cazul unei tensiuni alternative propriu-zise, cu componentă medie nulă,

$$U_{med+} = U_{med-} = \frac{1}{2} U_{med}. \tag{3.6}$$

Valoarea de vîrf U_v a unei tensiuni alternative este valoarea instantanee de modul maxim a tensiunii. Se deosebesc valoare de vîrf pozitivă U_{v+} și valoare de vîrf negativă U_{v-} (în general diferite între ele).

---

* În cele ce urmează se va înțelege că este vorba de valoarea medie în modul (numită și valoare medie redresată).

Valoarea de vîrf prezintă importanță practică în cazuri ca încercarea izolației electrice, străpungerea semiconductorilor sau tehnica impulsurilor. Pentru măsurarea ei există aparate specializate.

Uneori prezintă interes *valoarea vîrf-vîrf*, egală cu suma modulelor valorilor de vîrf pozitivă și negativă.

3.1.2. FORME CARACTERISTICE DE VARIAȚIE ÎN TIMP

Tensiuni sinusoidale. Forma de semnal alternativ folosită cel mai des ca formă de referință în măsurările electrice este cea sinusoidală. Pentru o tensiune sinusoidală

$$U = \frac{U_v}{\sqrt{2}} = 0{,}70711\ U_v; \tag{3.7}$$

$$U_{med} = \frac{2}{\pi}\ U_v = 0{,}63662\ U_v \tag{3.8}$$

(fig. 3.1). Raportul U/U_{med} se mai numește factor de formă al tensiunii; în cazul tensiunii sinusoidale, el are valoarea $\pi/2\sqrt{2} = 1{,}11072$.

Tensiuni cvasi-sinusoidale. Semnalele cvasi-sinusoidale sînt semnale de formă apropiată de cea sinusoidală. O clasă foarte largă de semnale utilizate în practică sînt de acest tip. Caracterizarea lor completă se poate face în domeniul timpului prin curba valorii instantanee în funcție de timp, sau în domeniul frecvenței, prin amplitudinile și fazele relative ale componentelor armonice.

Abaterea unei tensiuni cvasi-sinudoidale de la forma sinusoidală este caracterizată cel mai adesea prin *coeficientul* (sau factorul) *de distorsiune*, egal cu raportul dintre valoarea efectivă a armonicilor și valoarea efectivă a semnalului

$$d = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots}}{U} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \ldots}} \tag{3.9}$$

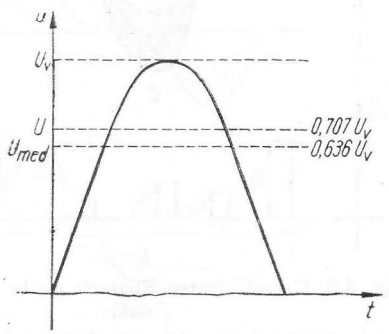


Fig. 3.1. Parametrii principali ai unei tensiuni sinusoidale.

unde U este valoarea efectivă a semnalului, iar U_1, U_2, U_3 ... sînt valorile efective ale componentelor armonice (de observat că în expresia lui d nu intervine componenta continuă U_0). Dacă d este suficient de mic, el poate fi calculat și cu formula

$$d = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots}}{U_1} \tag{3.10}$$

Coeficientul de distorsiune este o măsură a energiei armonicilor superioare în comparație cu energia totală vehiculată de un semnal. El se mai numește uneori și *conținut de armonici*. Are avantajul că poate fi exprimat și măsurat simplu, constituind cel mai des utilizat parametru global pentru caracterizarea abaterii de la forma sinusoidală. El nu dă însă nici o informație asupra amplitudinii relative a armonicilor de diferite ordine și nici asupra fazelor lor.

O caracteristică mai completă a semnalelor cvasi-sinusoidale este spectrul de frecvență, cu specificarea amplitudinii relative a fiecărei armonice (nu și a fazei lor).

O altă posibilitate de a caracteriza abaterea de la forma sinusoidală este de a specifica un factor β astfel ca semnalul cvasi-sinusoidal $u(t)$ să fie *încadrat* între două semnale sinusoidale (fig. 3.2):

$$u_1(t) = (1 + \beta)\, U_m \sin \omega t; \tag{3.11}$$

$$u_2(t) = (1 - \beta)\, U_m \sin \omega t. \tag{3.12}$$

Avantajul acestui mod de caracterizare a nesinusoidalității, recomandat uneori pentru tensiunile alternative de alimentare [1], este evident mai ales în cazul suprapunerii unor impulsuri scurte sau al prezenței unor *decupări* din sinusoidă (produse, de exemplu, de regulatoarele cu tiristoare). În schimb, măsurarea lui β constituie o operație relativ greoaie.

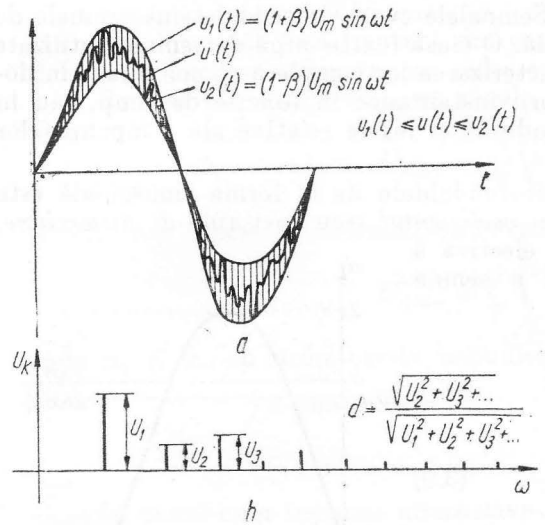


Fig. 3.2. Caracterizarea abaterii de la forma sinusoidală:

a — în domeniul timpului, prin factorul β; *b* — în domeniul frecvenței, prin coeficientul de distorsiune d.

Valoarea efectivă a unei tensiuni cvasi-sinusoidale este afectată relativ puțin de prezența armonicilor. Astfel, se poate arăta ușor că valoarea efectivă a unei asemenea tensiuni este

$$U \approx U_1 \left(1 + \frac{1}{2} d^2\right), \tag{3.13}$$

unde U_1 este valoarea efectivă a fundamentalei, iar d este coeficientul de distorsiune. Formula (3.13) este valabilă dacă d este suficient de mic. Se observă că valoarea efectivă este independentă de ordinul armonicilor și de fazele lor relative.

De exemplu, pentru $d = 1\%$ diferența dintre U și U_1 este de abia 0,005% (50 ppm).

Valoarea medie a unei tensiuni cvasi-sinusoidale este afectată în general, în mai mare măsură de armonici. Analiza influenței armonicilor asupra valorii

medii este greoaie [2, 3], iar formulele care se obțin sînt practic inutile, deoarece valoarea medie rezultantă depinde atît de ordinul armonicilor, cît și de fazele lor relative.

În cazul armonicilor impare (a 3-a, a 5-a etc.) efectul cel mai mare asupra valorii medii are loc atunci cînd armonica este în fază sau în antifază cu fundamentala. Acest lucru se vede în fig. 3.3, *a*, unde sînt reprezentate cazurile în care armonica a 3-a are fazele 0, $\pi/2$ sau π în raport cu fundamentala. Dacă $\varphi_3 = 0$, se observă că două din cele trei perioade ale armonicii a treia au efect nul, în schimb o semiperioadă pozitivă și una negativă contribuie la creșterea valorii medii globale. Similar, dacă $\varphi_3 = \pi$, o semiperioadă pozitivă a armonicii a treia și una negativă a ei contribuie la scăderea valorii medii. În schimb, dacă $\varphi_3 = \pm \frac{\pi}{2}$, semiperioadele armonicii a treia se compensează între ele. Rezultă că armonica a treia are o influență maximă asupra valorii medii pentru $\varphi_3 = 0$ sau $\varphi_3 = \pi$, modificarea relativă a valorii medii fiind de $\pm 1/3$ din amplitudinea relativă a armonicii a treia. În același fel

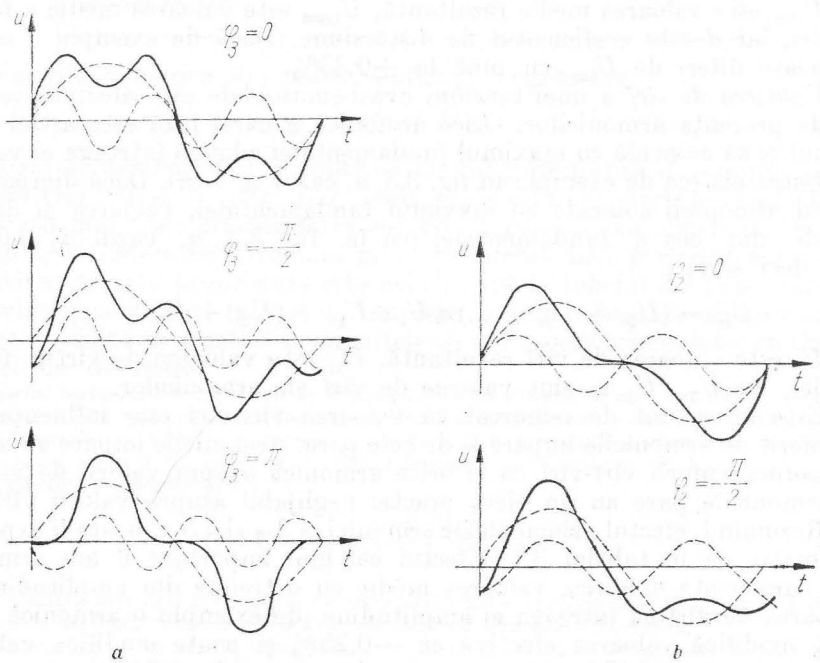


Fig. 3.3. Distorsiuni tipice produse de armonici, cu faze relative diferite:
a — armonica a treia; *b* — armonica a doua.

se poate arăta că armonica a 5-a influențează valoarea medie cu cel mult $\pm 1/5$ din amplitudinea ei relativă, armonica a 7-a cu cel mult $\pm 1/7$ din valoarea ei relativă etc.

Armonicile pare (a 2-a, a 4-a etc.) au o influență mult mai mică asupra valorii medii. Acest lucru reiese din fig. 3.3, *b*, unde este reprezentată armonica

a doua cu diferite faze relative. Oricare ar fi faza armonicii a doua, semiperioadele pozitivă și negativă se compensează aproape complet între ele. Există un efect relativ slab (de ordinul doi), care este maxim pentru $\varphi_2 = \pm \frac{\pi}{2}$. Se poate arăta prin integrare pe porțiuni că efectul este de aproximativ $-\frac{1}{2}(U_2/U_1)^2$, unde U_1 și U_2 sînt amplitudinile fundamentalei și a armonicii a doua. Un efect similar au și armonicile pare de ordin superior.

În concluzie, valoarea medie este influențată sensibil numai de armonicile impare, efectul cel mai puternic avîndu-l armonica a 3-a. De aceea, dacă nu se cunoaște ordinul armonicilor prezente, la evaluarea valorii medii rezultate trebuie considerat intervalul

$$U_{1med}\left(1 - \frac{d}{3}\right) \leqslant U_{med} \leqslant U_{1med}\left(1 + \frac{d}{3}\right), \tag{3.14}$$

unde U_{med} este valoarea medie rezultantă, U_{1med} este valoarea medie a fundamentalei, iar d este coeficientul de distorsiune. Dacă de exemplu $d = 1\%$, U_{med} poate diferi de U_{1med} cu pînă la $\pm 0{,}33\%$.

Valoarea de vîrf a unei tensiuni cvasi-sinusoidale este afectată cel mai mult de prezența armonicilor. Orice armonică a cărei fază este astfel încît maximul ei să coincidă cu maximul fundamentalei adaugă întreaga ei valoare de vîrf acesteia (ca de exemplu în fig. 3.3, *a*, cazul $\varphi_3 = \pi$). Dacă dimpotrivă, minimul armonicii coincide cu maximul fundamentalei, valoarea ei de vîrf se scade din cea a fundamentalei (ca în fig. 3.3, *a*, cazul $\varphi_3 = 0$). Se poate deci scrie

$$U_{1v} - (U_{2v} + U_{3v} + \ldots) \leqslant U_v \leqslant U_{1v} + (U_{2v} + U_{3v} + \ldots) \tag{3.15}$$

unde U_v este valoarea de vîrf rezultantă, U_{1v} este valoarea de vîrf a fundamentalei, iar U_{2v}, U_{3v} ... sînt valorile de vîrf ale armonicilor.

Este interesant de remarcat că valoarea vîrf-vîrf este influențată în mod diferit de armonicile impare și de cele pare. Armonicile impare au același efect asupra valorii vîrf-vîrf ca și orice armonică asupra valorii de vîrf, pe cînd armonicile pare au un efect practic neglijabil asupra valorii vîrf-vîrf.

Rezumînd, efectul principalelor armonici, a 2-a și a 3-a, poate fi exprimat aproximativ ca în tabelul 3.1. Efectul cel mai important îl are armonica a 3-a, care poate modifica valoarea medie cu o treime din amplitudinea ei și valoarea de vîrf cu întreaga ei amplitudine (de exemplu o armonică a 3-a de 5% modifică valoarea efectivă cu $+0{,}25\%$ și poate modifica valoarea medie cu pînă la $\pm 1{,}67\%$ și valoarea de vîrf cu pînă la $\pm 5\%$).

Tensiuni nesinusoidale. Tensiuni alternative nesinusoidale se întîlnesc atît în electroenergetică, cît și mai ales în electrocomunicații. Așa cum s-a menționat, parametrul care prezintă cel mai mare interes este valoarea efectivă a tensiunii alternative. Valoarea medie și valoarea de vîrf pot fi determinate prin calcul în funcție de valoarea efectivă, dacă se cunoaște forma de variație în timp a tensiunii. Ca ilustrare, în tabelul 3.2 sînt date aceste relații, pentru cîteva forme de tensiune întîlnite frecvent în practică.

Tabelul 3.1

Variația relativă a valorilor efectivă, medie și de vîrf ale unei tensiuni evasi-sinusoidale, în raport cu o tensiune sinusoidală, în prezența armonicii a doua, respectiv a treia, exprimată în funcție de coeficientul de distorsiune

Parametrul \ Ordinul armonicii	Armonica a 2-a	Armonica a 3-a
Valoare efectivă	$+\frac{1}{2}d^2$	$+\frac{1}{2}d^2$
Valoare medie	$-\frac{1}{2}d^2$	$\pm\frac{1}{3}d$
Valoare de vîrf	$\pm d$	$\pm d$

Valorile numerice din tabel confirmă inegalitatea

$$U_{med} \leqslant U \leqslant U_v, \tag{3.16}$$

care poate fi demonstrată și matematic. Singura formă de semnal pentru care cele trei valori U_{med}, U și U_v sînt egale este cea dreptunghiulară. Ele sînt cu atît mai mult diferite între ele, cu cît *pauzele* sau zonele de tensiune mică au o întindere relativă mai mare în cursul unei perioade a tensiunii alternative. Această proprietate este evidențiată în tabelul 3.2 prin tensiunea în impulsuri cu diferiți factori de umplere și prin tensiunea sinusoidală cu *decupări* (întîlnită în practică în circuitele cu redresoare comandate) cu diferite unghiuri de decupare.

Efectul perturbațiilor necorelate cu semnalul. O altă situație în care un semnal sinusoidal de frecvență f este *contaminat* are loc atunci cînd i se suprapune un al doilea semnal perturbator de frecvență f_p diferită, necorelat cu primul. Fie U_1 valoarea efectivă a tensiunii sinusoidale considerate și U_p valoarea efectivă a tensiunii perturbatoare. În ipoteza $U_p \ll U_1$, valoarea efectivă rezultantă este

$$U = U_1\left[1 + \frac{1}{2}\left(\frac{U_p}{U_1}\right)^2\right]. \tag{3.17}$$

Valoarea efectivă este deci influențată de orice perturbație necorelată în timp, în același mod ca și de către armonici: creșterea relativă este dată de termenul $(U_p/U_1)^2/2$.

Valoarea medie rezultantă se modifică și ea în acest caz cu un termen dat de $(U_p/U_1)^2/4$, adică numai jumătate din cel relativ la valoarea efectivă [3]. Acest rezultat surprinzător la primă vedere se poate explica prin aceea că un semnal perturbator necorelat cu semnalul perturbat ia în timp toate fazele relative, între 0 și 360°, avînd succesiv efecte de semne contrare asupra valorii medii. În practică însă această proprietate dă naștere la un fenomen nedorit, dacă vreuna din combinațiile liniare ale frecvențelor f și f_p este atît de joasă, încît intră în banda de frecvențe a aparatului de măsurat. În acest caz indicația aparatului va fluctua permanent între două limite constante (fenomen de *bătăi*).

Valoarea de vîrf este, în medie, neafectată de prezența unei perturbații necorelate. Și valoarea de vîrf poate însă fluctua periodic în timp, pe o frecvență joasă egală cu o combinație liniară a frecvențelor f și f_p.

3.1.3. ERORI DATORITE ABATERII DE LA VARIAȚIA SINUSOIDALĂ

Există trei tipuri fundamentale de voltmetre de c.a.: de valoare efectivă, de valoare medie și de valoare de vîrf. Ele măsoară valoarea efectivă, valoarea medie și respectiv valoarea de vîrf a tensiunii alternative, oricare ar fi forma ei de variație în timp. Toate aceste voltmetre sînt însă gradate în valori efective ale unei tensiuni sinusoidale. În acest fel, voltmetrele de valoare medie și cele de valoare de vîrf măsoară cu precizia specificată valoarea efectivă numai în cazul în care tensiunea de măsurat este sinusoidală sau, cu oarecari erori suplimentare, dacă tensiunea de măsurat este cvasi-sinusoidală.

Pentru evaluarea erorilor suplimentare ale voltmetrelor de valoare medie și ale celor de valoare de vîrf, la măsurarea tensiunilor nesinusoidale, trebuie pornit de la faptul că ele sînt gradate astfel:

— voltmetrele de valoare medie în $\frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{med} = \frac{1}{0{,}90032} U_{med}$;

— voltmetrele de valoare de vîrf în $\frac{1}{\sqrt{2}} U_v = \frac{1}{1{,}41421} U_v$, oricare ar fi forma tensiunii.

Rezultă că voltmetrul de valoare medie măsoară corect valoarea efectivă în cazul tensiunilor pentru care $U_{med}/U = 0{,}90032$. Orice abatere a valorii raportului U_{med}/U de la această valoare atrage după sine o eroare, egală cu $(U_{med}/U - 0{,}90032)/0{,}90032$.

Similar voltmetrul de valoare de vîrf măsoară corect valoarea efectivă în cazul tensiunilor pentru care $U_v/U = 1{,}41421$. În orice alt caz, se produce o eroare de măsurare egală cu $(U_v/U - 1{,}41421)/1{,}41421$.

Eroarea suplimentară datorită abaterii de formă a tensiunii poate fi deci evaluată pe baza valorilor U_{med}/U și respectiv U_v/U pentru diferite forme de semnal. Folosind rezultatele analizei influenței armonicilor asupra lui U, U_{med}, U_v precum și valorile din tabelul 3.2, se pot determina aceste erori pentru diferite cazuri care intervin în practică. În tabelul 3.3 sînt date va-

Tabelul 3.3.

Erorile maxime ale voltmetrului de valoare medie și ale voltmetrului de valoare de vîrf, la măsurarea tensiunilor alternative de diferite forme.

Forma tensiunii	Voltmetrul de	
	valoare medie	valoare de vîrf
Sinusoidală	0	0
Sinusoidală +5% armonica a 2-a	− 0,12%	± 5,1%
Sinusoidală +5% armonica a 3-a	± 1,8%	± 5,1%
Triunghiulară	− 3,8%	+22,3%
Dreptunghiulară	+11%	−29,3%
În impulsuri, cu $p = 0{,}8$	− 0,6%	−20,9%
În impulsuri, cu $p = 0{,}5$	−21,5%	0
În impulsuri, cu $p = 0{,}2$	−50,3%	+58,1%
Sinusoidală, cu decupare $\alpha = \pi/4$	−10,5%	+ 4,9%
Zgomot gaussian	−11,3%	—

lorile maxime ale acestor erori, în cîteva cazuri particulare. Se observă că erorile pot fi și pozitive și negative, în funcție de forma concretă a tensiunii. În cazul tensiunilor cvasi-sinusoidale, voltmetrul de valoare medie este afectat de erori care pot fi acceptabile în unele situații din practică. Pentru alte tensiuni nesinusoidale erorile voltmetrului de valoare medie sînt însă excesive. Voltmetrul de valoare de vîrf are erori în general mai mari decît voltmetrul de valoare medie.

3.1.4. ERORI DATORITE SEMNALELOR PARAZITE ÎN CIRCUITUL DE MĂSURARE

Ansamblul de măsurare cel mai simplu cuprinde sursa mărimii de măsurat și aparatul de măsurat care, împreună cu conductoarele de legătură, formează circuitul de măsurare. Un circuit de măsurare ideal este constituit din elemente de circuit concentrate, adică din surse, rezistențe, capacități și inductivități localizate în zone restrînse din spațiu. Conductoarele de legătură ale circuitului de măsurare ideal au impedanță nulă iar izolațiile au impedanță infinită.

Măsurarea se efectuează într-un mediu fizic care conține diferite surse de mărimi electromagnetice. Un mediu de măsurare ideal este lipsit de asemenea surse, fiind caracterizat de intensități nule ale cîmpului electric și ale cîmpului magnetic.

În practică nu se poate asigura nici circuitul de măsurare ideal, nici mediul de măsurare ideal. În această situație, se produce o interacțiune între cîmpul electromagnetic perturbator al mediului și circuitul de măsurare, în care vor lua naștere semnale (tensiuni și curenți) perturbatoare. Elementele parazite ale circuitului de măsurare (rezistențe și inductivități ale conexiunilor, conductanțe și capacități ale izolațiilor) facilitează canalizarea acestor semnale pe diferite circuite parazite (bucle parazite), care pot include parțial și circuitul direct sursă-aparat de măsurat, generînd erori de măsurare.

În orice încăpere dotată cu instalație electrică există un cîmp electric și un cîmp magnetic de frecvența rețelei (50 Hz) și a armonicilor acesteia. În plus, pot exista diferite alte cîmpuri de audiofrecvență și de radiofrecvență, generate de echipamente de comandă și automatizare, sonorizare, radio-televiziune etc. Prin capacitățile de ordinul zecilor sau sutelor de picofarazi ale obiectelor de laborator, aparatelor sau ale corpului omenesc, aceste cîmpuri pot da naștere la tensiuni de pînă la zeci de volți, în circuite de impedanță mare (peste 1 MΩ). Singura cale de eliminare a acestei perturbații este ecranarea electrostatică, măsură obișnuită și obligatorie la toate măsurările în c.a. în care intervin tensiuni mici sau circuite de impedanță mare.

Ecranarea electrostatică nu rezolvă însă toate probleme protecției împotriva semnalelor perturbatoare. În primul rînd, ecranul trebuie întrerupt în locurile de aplicare a semnalelor de intrare și de preluare a semnalelor de ieșire, precum și pentru alimentarea de la rețea a aparaturii. Aceste discontinuități în ecranarea electrostatică sînt surse potențiale de perturbații. În al doilea rînd, ecranele electrostatice se leagă în mod obișnuit la pămînt. Datorită impedanțelor finite dintre diferitele elemente componente ale ansamblului de măsurare și pămînt, pot lua naștere alți curenți perturbatori.

În al treilea rînd, chiar între diversele puncte de legare la pămînt pot exista tensiuni perturbatoare, întrucît pămîntul este departe de a fi echipotențial. Evitarea tuturor acestor efecte perturbatoare necesită o tehnică specială de construire a aparaturii de măsurat în c.a. și de asamblare a circuitelor de măsurare [5]. Cazurile practice posibile sînt extrem de numeroase, ceea ce face imposibilă tratarea simplă și generală a problemei. În cele ce urmează sînt date doar cîteva exemple pentru ilustrarea tehnicilor care pot fi aplicate. În general, cazurile concrete trebuie analizate în detaliu, în următoarele etape mai importante: identificarea circuitelor (buclelor) parazite posibile, micșorarea curenților paraziți prin înserierea de impedanțe mari și canalizarea curenților paraziți pe căi ocolitoare prin constituirea de circuite adecvate. De regulă, rezolvarea acestor probleme nu se face numai prin analiza *la planșetă* a circuitului de măsurare, ci prin alternarea considerațiilor teoretice cu verificări experimentale *pe viu*, urmărindu-se efectul practic al fiecărei modificări efectuate.

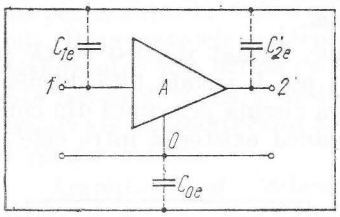
Ecranarea electrostatică se face în următoarele scopuri:

a. protecția împotriva cîmpurilor electrice exterioare;

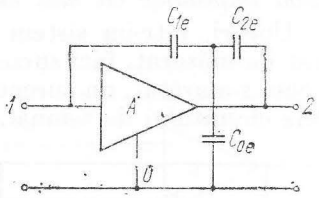
b. eliminarea unor cuplaje capacitive interne;

c. stabilizarea capacităților între diferite părți ale circuitului ecranat.

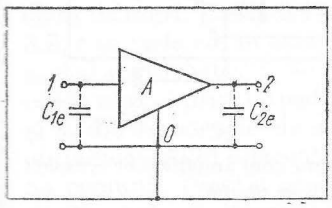
Din punctul de vedere al protecției electrostatice este suficient ca ecranul să îmbrace complet circuitul protejat, fără ca potențialul ecranului să joace un rol deosebit. Dimpotrivă, pentru considerentele *b* și *c* ecranul trebuie să aibă un potențial bine determinat față de circuit. Acest lucru poate fi exem-



a



b



c

Fig. 3.4. Ecranarea electrostatică a unui amplificator:
a — capacități parazite față de ecran; *b* — schema echivalentă; *c* — evitarea reacției parazite, prin legarea ecranului la punctul comun al amplificatorului.

plificat prin ecranarea electrostatică a unui amplificator — caz tipic pentru măsurările în c.a. — ca în fig. 3.4. Amplificatorul este presupus cu un punct comun al intrării și ieșirii. Se observă că, dacă ecranul are un potențial oarecare în raport cu amplificatorul, ia naștere o reacție prin capacitățile față de ecran.

Reacția poate fi eliminată prin legarea ecranului la punctul comun al amplificatorului. În acest fel capacitatea C_{0e} este scurtcircuitată iar capacitățile C_{1e} și C_{2e} au ca efect doar creșterea capacității de intrare și a capacității de ieșire, ceea ce este în general acceptabil. Rezultă, ca o regulă, *necesitatea legării ecranului electrostatic la punctul comun al intrării și ieșirii oricărui convertor de măsurare.* Dacă un asemenea punct nu există, ecranul se va lega fie la una din bornele de intrare, fie la una din bornele de ieșire, în funcție de configurația sistemului.

Efectul neechipotențialității pămîntului* poate fi ilustrat pe un caz simplu, ca acela din fig. 3.5. Acesta este cazul unui amplificator a cărui intrare are o bornă legată la pămînt, în punctul P_1. Dacă ecranul electrostatic este și el legat la pămînt (fig. 3.5, *a*) în punctul P_2, și dacă între punctele P_1 și P_2 există o tensiune parazită, aceasta va genera un curent pe traseul P_1OP_2, care va da naștere la o cădere de tensiune perturbatoare între P_1 și O, în serie cu intrarea amplificatorului. Efectul se reduce dacă ecranul nu este legat la pămînt (fig. 3.5, *b*), dar un curent perturbator va circula și în acest caz, pe același traseu prin capacitatea C_{OP} dintre ecran și pămînt. De exemplu, pentru $C_{OP} = 300$ pF și o tensiune de 5 V între P_1 și P_2, rezultă un curent de aprox. 0,5 μA la frecvența de 50 Hz. Dacă rezistența conductorului dintre P_1 și O este de 20 Ω (posibilă cînd distanța dintre sursă și aparat este mare), ia naștere o tensiune perturbatoare de 10 μV, care poate fi excesivă în multe situații. Se deduce o altă regulă practică: *dacă circuitul de măsurare nu poate fi izolat de pămînt, legarea la pămînt trebuie făcută într-un singur punct, printr-o impedanță cît mai mică, iar celelalte părți ale ansamblului de măsurare trebuie să aibă impedanțe cît mai mari față de pământ.*

Uneori, într-un sistem de măsurare tipic format dintr-o sursă și un aparat de măsurat, nici sursa nici aparatul nu pot fi izolate față de pămînt. Așa cum s-a arătat, un curent perturbator I_p va circula prin unul din conductoarele circuitului de semnal, generat de tensiunea existentă între cele două

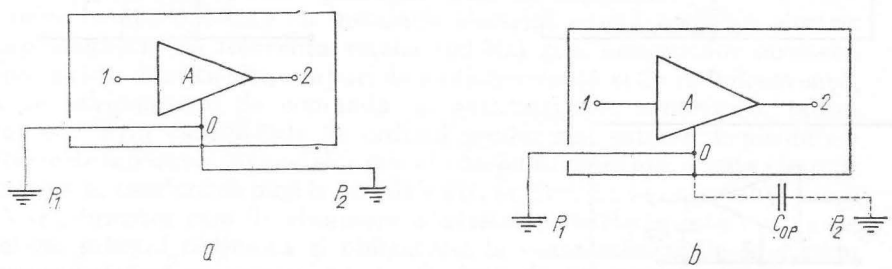


Fig. 3.5. Efectul prezenței pămîntului neechipotențial asupra unui amplificator ecranat:
a — ecranul legat la pămînt; *b* — ecranul izolat de pămînt.

puncte de legare la pămînt (fig. 3.6, *a*). În acest caz, dacă nivelul perturbațiilor este supărător, este necesară izolarea între ele a unor părți din ansamblul de măsurare. Mai precis, trebuie introdus un element de cuplaj care să transmită

* Aici și în exemplele următoare se va înțelege prin *pămînt* ansamblul obiectelor conductoare aflate în vecinătatea aparatului de măsurat.

semnalul util dar să intercaleze impedanțe suficient de mari în buclele posibile de curenți perturbatori. În aparatura modernă de măsurare sînt folosite îndeosebi următoarele elemente de cuplaj cu izolare: transformatoare, amplificatoare diferențiale și cuploare optice.

Intercalarea unui transformator ecranat între sursă și aparatul de măsurat (fig. 3.6, *b*) elimină posibilitatea circulației curentului perturbator I_p prin circuitul de semnal (de remarcat prezența a două ecrane între înfășurările transformatorului). Curentul perturbator circulă numai prin ecrane și se închide prin capacitatea dintre ecrane. O fracțiune din acest curent poate pătrunde în circuitul de semnal dacă ecranarea este imperfectă; practic, pot fi realizate transformatoare ecranate cu capacități reziduale între înfășurări sub 1 pF, ceea ce asigură de cele mai multe ori menținerea curentului perturbator la valori acceptabile. Dezavantajele izolării prin transformator sînt banda de frecvențe limitată, masa și volumul mari ale transformatorului și costul relativ ridicat.

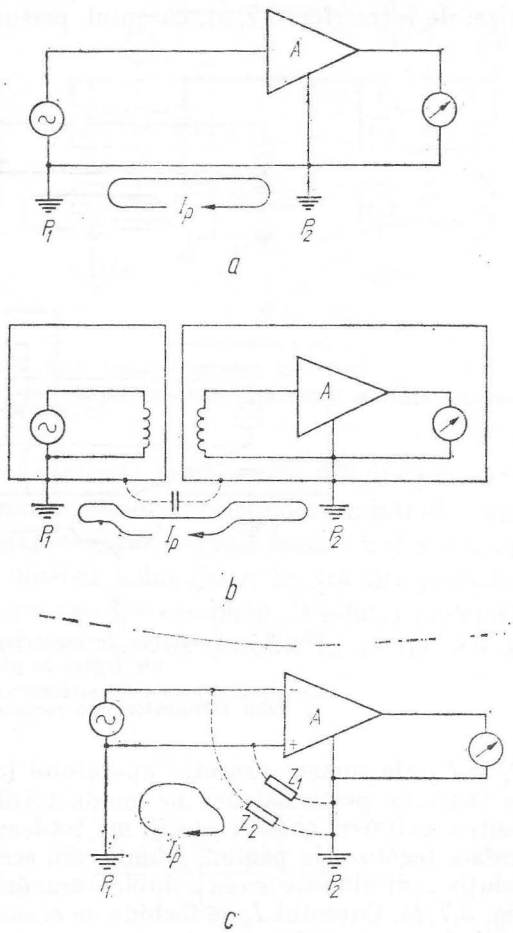


Fig. 3.6. Metode de izolare intrare-ieșire:
a — ansamblul sursă-aparat fără izolare; *b* — izolare prin transformator; *c* — izolare prin amplificator diferențial.

Amplificatorul diferențial asigură și el o izolare satisfăcătoare, dacă impedanțele dintre intrări și punctul comun sînt suficient de mari. Într-adevăr, din fig. 3.6, *c* se vede că, în acest caz, curentul perturbator I_p se poate închide numai prin impedanțele Z_1 și Z_2 dintre bornele de intrare ale amplificatorului diferențial și borna comună. Practic aceste impedanțe pot fi făcute suficient de mari pentru majoritatea aplicațiilor, ceea ce face ca soluția cu amplificator diferențial să fie preferată.

Cuplorul optic permite transmiterea semnalului util prin modularea unui fascicul de lumină. El asigură o izolare aproape perfectă. Se folosește numai cînd circuitul de măsurare este foarte sensibil la perturbații provenite din exterior.

Perturbațiile generate de legarea multiplă la pămînt prin prize cu trei conductoare reprezintă un caz particular al perturbațiilor discutate mai sus. Exemplul tipic este tot acela al ansamblului sursă-aparat de măsură. Presupunînd că atît sursa, cît și aparatul au carcasa metalică — jucînd și rol de ecran electrostatic — legată la pămînt prin conductorul de pămînt al prizei de rețea (fig. 3.7, *a*), curentul perturbator se închide prin capacitățile

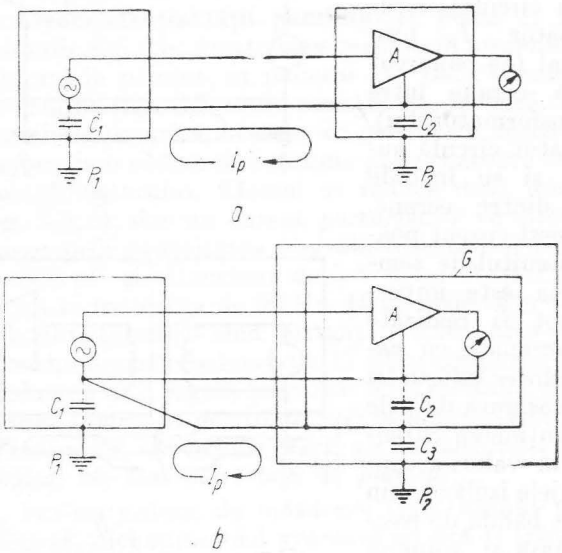


Fig. 3.7. Ansamblu de măsurare cu ecrane individuale legate la pămînt:
a — circuitul curentului perturbator I_p; *b* — evitarea efectului perturbator prin ecranare dublă (gardare).

C_1 și C_2 ale sursei, respectiv aparatului față de ecrane, producînd o cădere de tensiune perturbatoare pe conductorul inferior de conexiune. O soluție pentru evitarea acestui efect, nu totdeauna realizabilă practic, este de a desface legătura la pămînt a unuia din ecrane și a-l conecta la celălalt ecran. Soluția radicală este aceea a dublei ecranări, echivalentă de fapt cu o gardare (fig. 3.7, *b*). Curentul I_p se închide de această dată prin conductorul de gardă, ocolind circuitul de semnal.

Perturbațiile transmise prin transformatoarele de rețea pot fi deosebit de supărătoare în măsurări cu aparate de mare sensibilitate. Modul în care se produc aceste perturbații reiese din fig. 3.8, *a*. Fiecare transformator de rețea contribuie la generarea curentului perturbator I_p, care se închide prin capacitățile primar-secundar. Remediul constă în ecranarea dublă a celor două transformatoare de rețea (fig. 3.8, *b*); un ecran îmbracă primarul și se leagă la pămînt, iar al doilea ecran îmbracă secundarul și se leagă la borna comună a circuitului de semnal. Se observă că numai un singur ecran nu rezolvă problema. Dacă, de exemplu, ar lipsi ecranul peste primar, situația ar fi

similară celei din fig. 3,8, *a*, curentul I_p circulînd prin capacitatea primar-ecran. Dacă, dimpotrivă, ar lipsi ecranul peste secundar, tensiunea secundară ar da naștere la un curent perturbator, trecînd prin capacitatea secundar-ecran.

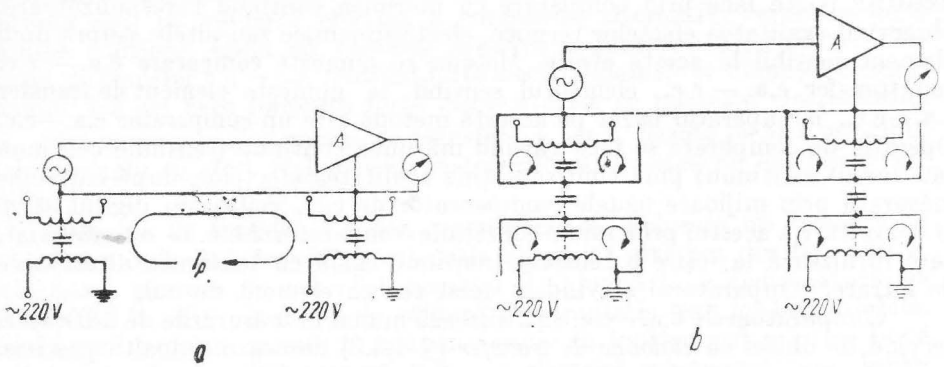


Fig. 3.8. Perturbații transmise prin transformatoare de rețea:
a — circuitul curentului perturbator I_p; *b* — evitarea perturbațiilor prin dubla ecranare a transformatoarelor.

Transformatoarele ecranate sînt realizate practic prin diferite procedee mai mult sau mai puțin eficace. Cel mai simplu dintre ele constă în introducerea unor foițe metalice sub și deasupra înfășurării care trebuie ecranată. (fig. 3.9, *a*). În acest fel, rămîn însă neecranate capetele bobinajelor. Există alte procedee mai complicate care asigură o ecranare aproape completă. O soluție preferată în unele cazuri folosește două transformatoare în cascadă, ca în fig. 3.9, *b*.

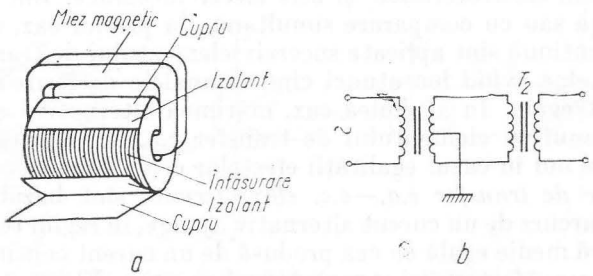


Fig. 3.9. Transformatoare ecranate electrostatic:
a — prin foițe metalice; *b* — ansamblu de două transformatoare, în care circuitul intermediar de cuplaj joacă rol de ecran.

Transformatorul T_1 este puternic coborîtor de tensiune iar secundarul său este bine simetrizat față de priza mediană. În acest fel, curentul injectat la ieșire prin capacitățile parazite poate fi redus la valori suficient de mici.

3.2. MĂSURAREA TENSIUNII ȘI CURENTULUI ALTERNATIV PRIN COMPARARE C.A.-C.C.

Cea mai precisă măsurare a tensiunii alternative și a curentului alternativ se poate face prin comparare cu mărimea continuă corespunzătoare, observînd egalitatea efectelor termice, electrodinamice sau altele asupra unui element sensibil la aceste efecte. Metoda se numește **comparare c.a. — c.c.** sau **transfer c.a. — c.c.**, elementul sensibil se numește **element de transfer c.a.—c.c.**, iar aparatul bazat pe această metodă este un **comparator c.a.—c.c.** Operația de comparare se face variind mărimea continuă (tensiune continuă sau curent continuu) pînă cînd se obține egalitatea efectelor, după care este măsurată prin mijloace uzuale (compensator de c.c., voltmetru digital etc.). O dezvoltare a acestui principiu o constituie comparatorul c.a. — c.c. automat, care furnizează la ieșire o tensiune continuă egală cu tensiunea alternativă de intrare, comparatorul servind în acest caz ca element de nul.

Comparatoarele c.a.—c.c. se utilizează numai în măsurările de laborator, servind de obicei ca *etaloane de transfer* (§ 1.4.3) de cea mai înaltă precizie.

După parametrul la care este sensibil elementul de transfer c.a.—c.c., se deosebesc comparatoare c.a.—c.c. de valoare efectivă, de valoare medie și de valoare de vîrf. Comparatoarele c.a.—c.c. de valoare medie se folosesc rar, iar cele de valoare de vîrf au aplicații limitate.

După mărimea măsurată, se pot deosebi comparatoare c.a.—c.c. de curent, de tensiune și de putere (mai rar folosite decît primele două). Comparatoarele c.a.—c.c. universale se construiesc cu funcțiuni multiple, pentru măsurarea tensiunii și curentului în intervale largi de valori, utilizînd rezistoare adiționale și șunturi (sau transformatoare de curent).

3.2.1. ELEMENTE DE TRANSFER C.A.-C.C.

Elementele de transfer c.a.—c.c. de valoare efectivă utilizate cel mai frecvent sînt cele electrotermice și cele electromecanice. Ele pot fi cu comparare succesivă sau cu comparare simultană. În primul caz, mărimea alternativă și cea continuă sînt aplicate succesiv elementului de transfer c.a.—c.c., egalitatea efectelor avînd loc atunci cînd semnalele de ieșire ale elementului de transfer sînt egale. În al doilea caz, mărimea alternativă și cea continuă sînt aplicate simultan elementului de transfer c.a.—c.c., care generează un semnal de ieșire nul în cazul egalității efectelor celor două semnale de intrare.

Elementele de transfer c.a.—c.c. electrotermice sînt bazate pe aceea că un conductor parcurs de un curent alternativ ajunge, în regim termic staționar, la o temperatură medie egală cu cea produsă de un curent continuu, de valoare egală cu valoarea efectivă a curentului alternativ. Elementul de transfer c.a.—c.c. electrotermic este deci un rezistor a cărui temperatură reprezintă semnalul de ieșire, martor al egalității mărimilor comparate. Temperatura rezistorului poate fi pusă în evidență prin efect termoelectric sau prin variația rezistenței rezistorului încălzit (există și alte procedee, folosite însă rar). Cele două tipuri de elemente de transfer c.a.—c.c. se numesc, în mod corespunzător, termoelectrice (sau cu termocuplu) și bolometrice (sau cu termorezistor, termistor etc.).

Elementele de transfer electromecanice sînt bazate pe aceea că forța electrodinamică medie între două bobine parcurse de un curent alternativ, sau forța electrostatică medie între armăturile unui condensator sub o tensiune alternativă sînt egale cu forțele corespunzătoare dezvoltate de un curent continuu egal cu valoarea efectivă a curentului alternativ, respectiv de o tensiune continuă egală cu valoarea efectivă a tensiunii alternative. Elementul de transfer c.a.—c.c. folosind forțe electrodinamice se numește electrodinamic, iar cel care folosește forțe electrostatice se numește electrostatic.

Sînt cunoscute și elemente de transfer c.a.—c.c. bazate pe alte principii, ca de exemplu cu efect Hall sau magnetorezistive. Acestea nu au însă o răspîndire largă.

Elemente de transfer c.a.-c.c. termoelectrice. Folosesc un termocuplu cu încălzire indirectă, în vid. Construcția obișnuită este cea din fig. 3.10, *a*. Încălzitorul parcurs de curentul nominal I_n ajunge la o temperatură de 150—250°C, la care pierderea de căldură prin radiație este încă neglijabilă. Termocuplul propriu-zis este în contact termic cu încălzitorul printr-o perlă de material refractar care asigură o izolare electrică corespunzătoare. Încălzitorul și termocuplul sînt plasate într-un balon de sticlă vidat. Curentul nominal al încălzitorului este între 1 și 250 mA, în funcție de construcția termocuplului. Tensiunea nominală de ieșire este de obicei 10 mV.

Principalele erori ale elementelor de transfer c.a.—c.c. termoelectrice sînt erorile de polaritate și erorile de impedanță. Erorile de polaritate se manifestă în curent continuu și sînt datorite efectelor Thomson și Peltier, care au ca rezultat o repartiție diferită a temperaturii încălzitorului, în funcție de polaritatea curentului. Aceste erori sînt la cele mai bune termocupluri de ordinul 0,01%. Ele pot fi micșorate prin repetarea măsurării în c.c. cu curenți în ambele sensuri și medierea rezultatelor. Erorile de impedanță se manifestă la frecvențe înalte și provin din inductivitatea și capacitatea parazită a sistemului, efectul pelicular în încălzitor, pierderi dielectrice în perla

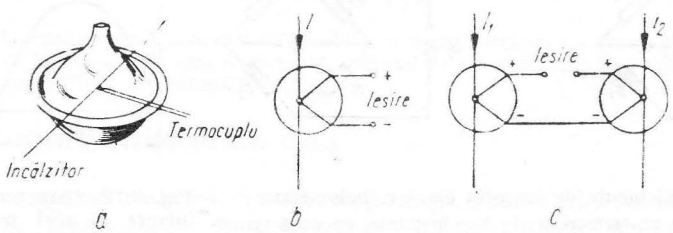


Fig. 3.10. Elemente de transfer c.a.-c.c. termoelectrice:
a — termocuplu cu încălzire indirectă, în vid; *b* — notație simbolică în scheme; *c* — element diferențial, cu două termocupluri în opoziție.

izolatoare a termocuplului etc. Aceste erori sînt neglijabile pînă la o frecvență limită, care poate ajunge la 10—100 MHz în cazul unor termocupluri de construcție specială, crescînd rapid peste această frecvență.

La frecvențe joase, de obicei sub 20 Hz, pot apare erori suplimentare din cauza inerției termice insuficiente a termocuplului.

O îmbunătățire considerabilă a performanțelor acestor elemente de transfer a adus-o construcția termocuplurilor multijoncțiune [9]. Printr-o tehnologie specială s-a reușit realizarea a peste 200 joncțiuni de metale diferite în serie, ceea ce permite reducerea temperaturii acestora (sub 50°C) și creșterea sensibilității (tensiune nominală de ieșire 100 mV). Erorile de transfer ale acestor termocupluri * sînt de ordinul 1 ppm pînă la frecvența de 10 kHz.

Elemente de transfer c.a.-c.c. bolometrice (termorezistive). Sînt formate din patru rezistoare în punte, dintre care unul sau două sînt termorezistoare (își variază sensibil rezistența prin autoîncălzire), iar celelalte sînt rezistoare liniare (fig. 3.11). Caracteristica ieșire-intrare a unei asemenea punți, în cazul în care parametrii ei îndeplinesc anumite condiții, arată ca în fig. 3.12, tensiunea de ieșire fiind nulă la acea valoare a tensiunii de intrare care, prin încălzirea termorezistoarelor, aduce puntea la echilibru. Datorită inerției termice, echilibrul punții se obține la aceeași valoare efectivă a tensiunii de intrare, oricare ar fi frecvența sa.

Cele mai obișnuite termorezistoare folosite în elementele de transfer c.a.—c.c. sînt termistoarele. Ele sînt influențate puternic de temperatura mediului și de condițiile transferului de căldură (răcirea). În schimb, au o comportare relativ bună la frecvențe înalte. La frecvențe joase, inerția termică insuficientă produce efecte neplăcute [12], ca apariția unui defazaj între curent și tensiune (efect de *reactanță* datorit fluctuației temperaturii) și generarea de armonici (în principal, armonica a 3-a).

În general, elementele de transfer c.a. - c.c. bolometrice sînt considerate inferioare celor termoelectrice, cu excepția frecvențelor înalte (peste 20 MHz), unde performanțele lor sînt comparabile sau chiar superioare.

Elemente de transfer c.a.-c.c. electrodinamice. Se realizează în mai multe variante. Una din ele folosește un instrument dublu-electrodinamic, o pereche de bobine fiind parcurse de curentul alternativ de măsurat, iar

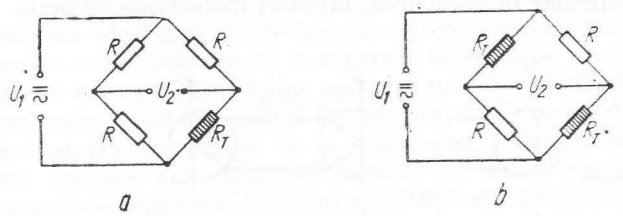


Fig. 3.11. Elemente de transfer c.a.-c.c. bolometrice: *a* — în punte, cu un termorezistor; *b* — în punte, cu două termorezistoare.

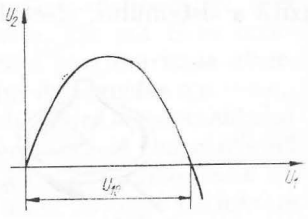


Fig. 3.12. Caracteristica ieșire-intrare a unei punți bolometrice.

cealaltă pereche de bobine de curentul continuu de comparație, în așa fel încît cuplurile generate să fie de sensuri contrare. Egalitatea cuplurilor, pusă în evidență de un indicator, se obține la egalitatea curenților comparați. Calibrarea aparatului se poate face trecînd același curent continuu prin toate bobinele, legate în serie.

---

* Fabricate de firma *Guildline*, Canada.

Se utilizează mai frecvent elementul de transfer combinat electrodinamic-magnetoelectric [15]. O reprezentare simplificată a acestui dispozitiv este dată în fig. 3.13*. Un sistem electrodinamic și un sistem magnetoelectric sînt fixate pe același ax. La egalitatea cuplurilor

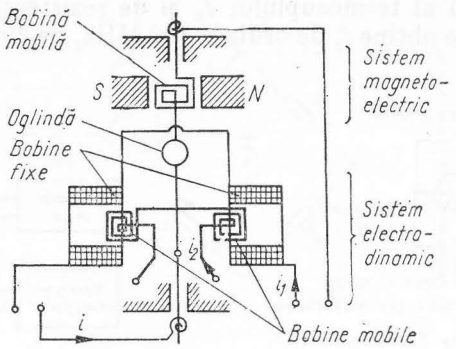


Fig. 3.13. Element de transfer c.a.-c.c. electrodinamic-magnetoelectric.

$$k_1 i_1 i_2 = k_2 i \text{ sau } i_1 i_2 = Ci, \tag{3.18}$$

unde i_1, i_2 sînt curenții prin bobinele sistemului electrodinamic, iar i este curentul prin bobina sistemului magnetoelectric. Dacă $i_1 = i_2$ (bobinele legate în serie) este un curent alternativ de valoare efectivă I_{ca}, iar $i = I_{cc}$ este un curent continuu:

$$I_{ca}^2 = CI_{cc}. \tag{3.19}$$

Pentru calibrare se trece un curent continuu I_0 prin toate bobinele legate în serie:

$$I_0^2 = CI_0 \text{ sau } C = I_0. \tag{3.20}$$

Rezultă

$$I_{ca} = \sqrt{I_0 I_{cc}}, \tag{3.21}$$

unde I_0 și I_{cc} sînt curenți continui măsurabili cu mare precizie. La frecvențe joase (pînă la cîteva sute de herți), erorile sînt date practic numai de sensibilitatea limitată și de imperfecțiunile mecanice, fiind de ordinul 0,01%.

3.2.2. COMPARATOARE C.A.-C.C.

Un comparator c.a.—c.c. conține, pe lîngă elementul de transfer c.a.- c.c., convertoare traductoare și convertoare proporționale pentru măsurarea tensiunii și curentului în intervale largi de valori.

Comparatoare c.a.-c.c. de tensiune. Sînt formate dintr-un element de transfer c.a. - c.c. și un rezistor conectat în serie cu acesta (fig. 3.14). Construcția este coaxială realizată astfel, încît impedanța caracteristică în lungul sistemului să fie pe cît posibil constantă [16—17]. Rezistența încălzitorului termocuplului este aproximativ egală cu impedanța caracteristică a liniei. În acest fel, sistemul se comportă ca o linie de transmisiune adaptată, ceea

* Utilizat în instalația tip AE 213 fabricată de firma *Goertz*, Austria.

ce asigură o comportare independentă de frecvență. Practic imperfecțiunile liniei fac ca de la o anumită frecvență f_s în sus erorile să crească sensibil. Frecvența f_s depinde de tensiunea nominală U_n care la rîndul ei este determinată de curentul nominal al termocuplului I_n și de rezistența R. Cu $I_n = 5$ mA, pentru $U_n \leqslant 10$ V se obține f_s de ordinul 100 MHz, pe cînd la tensiuni U_n mai

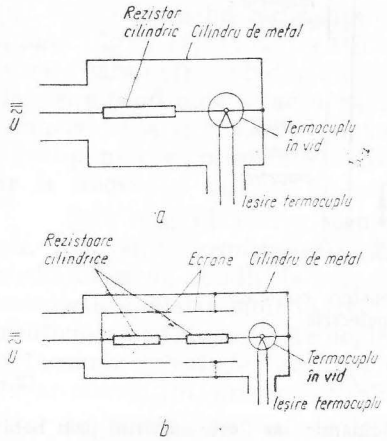


Fig. 3.14. Comparatoare c.a.-c.c. cu termocuplu:
a — construcție coaxială; *b* — variantă cu ecrane de compensare a capacității rezistorului adițional.

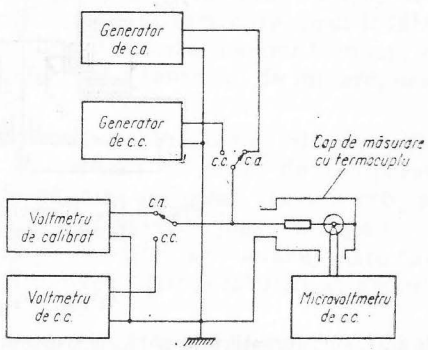


Fig. 3.15. Instalație pentru calibrarea voltmetrelor de c.a., folosind comparatoare c.a.—c.c. cu termocuplu.

mari, f_s este mai scăzut. Comparatoarele de acest fel pot fi totuși utilizate și la frecvențe cu mult peste f_s, introducînd corecții. În prezent aceste comparatoare, numite și *capete de măsurare cu termocuplu* sînt cele mai precise mijloace de măsurare a tensiunii alternative pînă la 1 GHz. Ele sînt construite sub formă de set de capete de măsurare, cu tensiuni nominale U_n de la 1 V la 1 000 V, utilizabile practic pentru $(0{,}2-1{,}2)U_n$. Precizia obținută ajunge la 1 ppm la frecvențe joase, 0,01% pînă la 1 MHz, 0,1% pînă la 50 MHz și 1% pînă la 1 GHz, la tensiuni pînă la 100 V; la tensiuni mai mari, precizia este mai mică.

O instalație de calibrare a voltmetrelor de c.a. pînă la frecvențe înalte folosind comparatoare cu termocuplu este alcătuită ca în fig. 3.15. În funcție și de precizia necesară, voltmetrul de c.c. și microvoltmetrul de c.c. sînt fie aparate digitale, fie compensatoare de c.c. Comparația c.a-c.c. se face prin două operații succesive, urmărindu-se obținerea aceleiași tensiuni la ieșirea termocuplului.

Un comparator c.a. - c.c. folosit pe scară largă pentru măsurarea tensiunii și puterii la frevențe înalte este puntea bolometrică cu substituție. Schema cea mai răspîndită este cea cu două termistoare în brațul punții, în serie pentru curentul continuu și în paralel — datorită condensatoarelor C de

reactanță neglijabilă — pentru înalta frecvență (fig. 3.16). Puntea este echilibrată în curent continuu, înainte de aplicarea tensiunii alternative de măsurat, prin varierea tensiunii continue la bornele punții. Se aplică apoi tensiunea alternativă de măsurat și puntea se reechilibrează în c.c., micșorînd

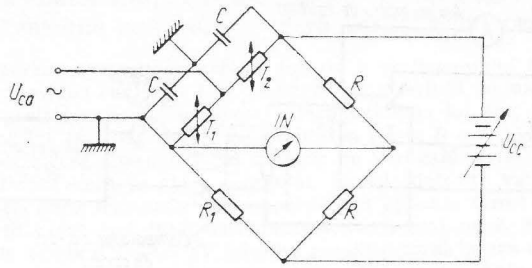


Fig. 3.16. Comparator c.a.—c.c. bolometric cu substituție.

în mod corespunzător tensiunea continuă de alimentare. Se poate arăta că tensiunea de măsurat este dată de

$$U_{ca} = \frac{\sqrt{\frac{U_1'}{U_2'}}}{1+\frac{U_1'}{U_2'}} \sqrt{(U_1+U_2)^2-(U_1'+U_2')^2}, \tag{3.22}$$

unde U_1 și U_2 sînt tensiunile continue măsurate la bornele celor două termistoare înainte de aplicarea tensiunii U_{ca}, iar U_1' și U_2' sînt aceleași tensiuni după aplicarea lui U_{ca}. Echilibrarea punții în c.c. poate fi automatizată, comandînd tensiunea U_{cc} astfel, încît tensiunea pe diagonala de ieșire a punții să fie practic nulă.

Comparatorul c.a. - c.c. bolometric cu termistoare funcționează pînă la 1 GHz, cu erori de 1—5%.

Comparatoare c.a.-c.c. de curent. Sînt formate dintr-un element de transfer c.a. - c.c., de obicei termoelectric, și un rezistor (șunt) în paralel, în construcție coaxială sau cu șunt exterior [18]. Un asemenea set de comparatoare, pentru curenți nominali pînă la 20 A, asigură precizie de 0,01% la frecvențe între 20 Hz și 50 kHz. Calibrarea unui ampermetru cu ajutorul unui comparator c.a. - c.c. de curent se face cu un montaj ca în fig. 3.17.

Comparatoare c.a.-c.c. universale. Servesc la măsurarea prin comparare c.a. - c.c. a tensiunii alternative, curentului alternativ și, uneori, a puterii active în c.a. Schema simplificată a unei asemenea instalații* este dată în fig. 3.18.

Pentru măsurarea tensiunii, comutatorul K_I este deschis, K_U pe poziția c.a. și K_s pe poziția liberă (fără șunt în paralel pe termocuplu). Prin termocuplu va circula un curent alternativ $U_{ca}/(R_{ad}+R_{tc})$, unde R_{tc} este rezistența termocuplului. În opoziție cu tensiunea ter-

* Similară instalației tip IUP 1.03 fabricată de *I.N.M.*, București.

moelectromotoare generată de termocuplu se aplică o tensiune obținută de la sursa E prin diviziune pe rezistoarele R_3 și R_4. Din R_1 și R_2 se reglează această tensiune pînă cînd la indicatorul de nul IN se obține deviație nulă. Se trece apoi comutatorul K_U pe poziția c.c. și se variază tensiunea continuă de comparație U_{cc} (fără a modifica R_{ad}, R_1, R_2 etc.) pînă cînd

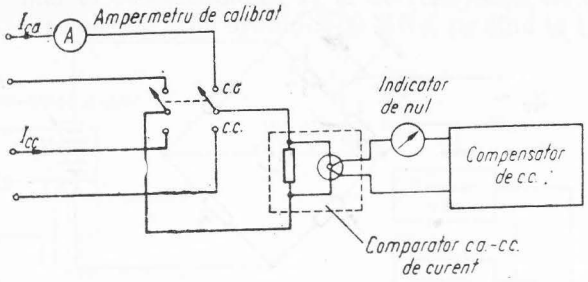


Fig. 3.17. Calibrarea unui ampermetru cu ajutorul unui comparator c.a.—c.c. de curent.

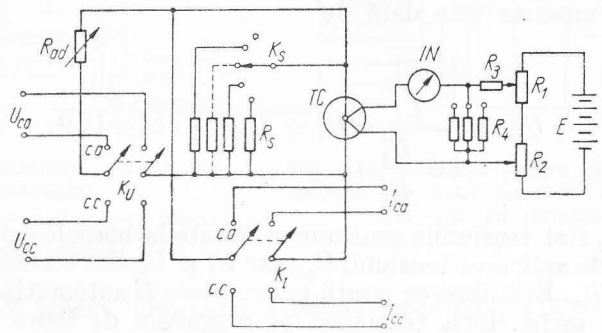


Fig. 3.18. Comparator c.a.—c.c. universal, cu termocuplu.

la IN se obține din nou zero. Efectele fiind astfel egale, rezultă $U_{ca} = U_{cc}$. Pentru măsurarea curentului, K_U este deschis, și cu K_s se introduce în paralel pe termocuplu un șunt convenabil. Măsurarea se face similar cazului anterior, cu K_I succesiv pe pozițiile c.a. și c.c.

La frecvențe joase eroarea de măsurare nu depinde practic de R_{ad}, R_s și celelalte rezistențe din circuit, deoarece ele rămîn constante și intervin cu aceleași valori în cele două etape ale măsurării. La frecvențe peste 10 kHz se manifestă diferențele valorilor în c.a. și în c.c. ale acestor rezistențe. Intervalul util de măsurare este între 1 și 1000 V, respectiv 0,005 și 20 A.

Există și comparatoare c.a.-c.c universale la care măsurarea în c.c. se face la un nivel mic de tensiune și de curent. În acest caz se obține la fiecre măsurare $U_{ca} = k_U U_{cc}$ și $I_{ca} = k_I I_{cc}$, unde k_U și k_I sînt dați de rapoartele unor rezistențe din aparat. La aceste aparate măsurarea în c.c. este mai simplă, în schimb intervenția factorilor k_U și k_I aduce cu sine surse suplimentare de erori.

Un alt tip de comparator c.a.-c.c. universal utilizat frecvent este bazat pe elementul de transfer c.a.-c.c. electrodinamic-magnetoelectric descris anterior. Pentru măsurarea tensiunii, el este completat cu un rezistor adițional în decade, iar pentru măsurarea curentului, cu transformatoare de curent de precizie.

Comparatoare c.a.-c.c. de vîrf. Sînt mult mai puțin răspîndite decît comparatoarele c.a.-c.c. de valoare efectivă. Mai pot fi întîlnite la unele măsurări de tensiune alternativă la frecvențe înalte (peste 1 MHz).

O posibilitate relativ simplă de a compara valoarea de vîrf a unei tensiuni alternative cu o tensiune continuă o oferă osciloscopul catodic.

Într-adevăr, aplicînd succesiv la aceeași intrare a osciloscopului tensiunea alternativă U_{ca} de măsurat și o tensiune continuă U_{cc} variabilă, de referință, aceasta din urmă poate fi reglată în așa fel ca poziția traseului pe ecran corespunzătoare lui U_{cc} să coincidă cu vîrful traseului corespunzător lui U_{ca} (fig. 3.19). Sensibilitatea poate fi mărită considerabil dacă osciloscopul permite polarizarea sistemului de deflexie pe verticală astfel ca poziția de zero a imaginii să fie deplasată mult în afara ecranului. Erorile datorite variației amplificării cu frecvența pot fi evitate, dacă tensiunile de comparat sînt aplicate direct pe plăcile de deflexie ale tubului catodic; în acest caz, însă sensibilitatea va fi mai mică. Practic se pot obține precizii de 0,2—1%, la tensiuni $U_{ca} > 1$V folosind amplificatorul intern al osciloscopului, sau la $U_{ca} > 50$ V direct pe tubul catodic; în primul caz, frecvența maximă de lucru f_{max} este impusă de amplificator (de obicei, $f_{max} \approx f_s/10$, unde f_s este frecvența superioară a amplificatorului, la atenuare de 3 dB), pe cînd în al doilea caz f_{max} depinde de caracteristicile tubului catodic (în principal timpul de parcurs al electronilor prin tub).

Un alt comparator c.a.-c.c. de valoare de vîrf este bazat pe utilizarea unei diode cu vid a cărei caracteristică curent-tensiune la curenți mici este exponențială. Se aplică simultan diodei tensiunea alternativă de măsurat și o tensiune continuă de comparare, a cărei valoare este reglată pînă cînd curentul prin diodă devine egal cu curentul inițial al diodei, măsurat în prealabil, cu intrarea în scurtcircuit (fig. 3.20).

Cu comutatorul pe poziția *1* (zero), se măsoară curentul inițial al diodei

$$I_1 = Ke^{kU_0}, \tag{3.23}$$

unde $U_0 = -RI_1$ este tensiunea de polarizare a diodei, iar k este o constantă a diodei funcție de curentul filamentului. Cu comutatorul pe poziția *2* (măsurare) se aplică simultan

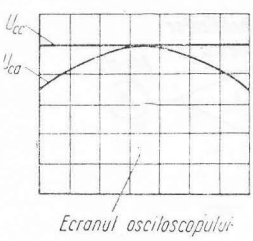


Fig. 3.19. Compararea valorii de vîrf a unei tensiuni alternative, cu o tensiune continuă, folosind osciloscopul.

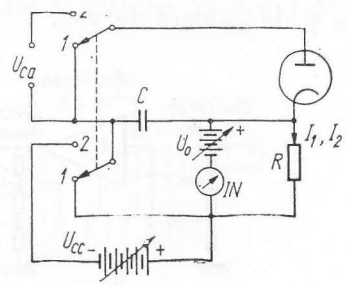


Fig. 3.20. Comparator c.a.—c.c. de vîrf cu diodă.

diodei tensiunea alternativă de măsurat U_{ca} și tensiunea continuă de compensare U_{cc}. Rezultă curentul mediu

$$I_2 = \frac{1}{T}\int_0^T Ke^{-k\,(U_0 + U_{cc} + U_m \sin \omega t)}\,dt = Ke^{-k\,(U_0 + U_{cc})}\,I_0\,(kU_m), \tag{3.24}$$

unde U_m este valoarea de vîrf a tensiunii alternative sinusoidale de măsurat, iar $I_0(kU_m)$ este funcția Bessel modificată de ordin zero. Reglînd U_{cc} pînă cînd indicatorul de nul IN indică zero, se obține

$$I_1 = I_2, \tag{3.25}$$

de unde

$$U_{cc} = \frac{\ln I_0(kU_m)}{k}. \tag{3.26}$$

Pentru k dat, relația dintre U_{cc} și U_m poate fi calculată și tabelată. Practic, k se aduce la o valoare anumită, reglînd curentul de încălzire al diodei*.

Acest tip de comparator c.a.-c.c. poate fi folosit de la 20 Hz la 1 GHz, cu o eroare de bază de 0,2%; la aceasta se adaugă erori suplimentare la frecvențe peste 10 MHz (pînă la 4% la 1 GHz) și la tensiuni mici (sub 1V).

3.3. MĂSURAREA TENSIUNII ALTERNATIVE PRIN CONVERSIUNE C.A.-C.C.

În practică măsurarea prin comparare c.a.-c.c. se folosește numai la calibrarea aparatelor și în măsurări speciale, de mare precizie. Măsurarea tensiunii alternative se face, în mod obișnuit, prin conversiune c.a.-c.c., cu ajutorul unui convertor c.a.-c.c. Convertorul c.a.-c.c. furnizează la ieșire o tensiune continuă egală sau proporțională cu valoarea efectivă, valoarea medie sau valoarea de vîrf a tensiunii alternative de intrare. În mod corespunzător, se deosebesc convertoare c.a.-c.c. de valoare efectivă, de valoare medie și de valoare de vîrf.

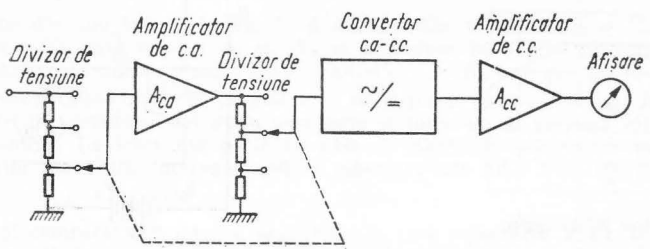


Fig. 3.21. Schema bloc generală a unui voltmetru de c.a.

Convertorul c.a.-c.c. constituie rareori un aparat de sine stătător. El este de regulă inclus într-un voltmetru sau multimetru electronic, analogic sau digital. Schema bloc generală a unui voltmetru de c.a. este cea din fig. 3.21; la diferite tipuri de voltmetre, unele din părțile figurate pot lipsi.

* Ca în voltmetrul cu compensație de tip V3-24 fabricat în U.R.S.S.

3.3.1. CONVERTOARE C.A.-C.C. DE VALOARE EFECTIVĂ

În principiu, oricare din elementele de transfer c.a.-c.c. descrise (§ 3.2.1.) poate fi transformat, printr-o automatizare convenabilă a funcționării, într-un convertor c.a.-c.c. În acest scop, tensiunea continuă de comparare trebuie generată automat, astfel ca elementul de transfer să indice în permanență egalitatea efectelor comparate.

Principalele caracteristici ale convertoarelor c.a.-c.c. de valoare efectivă sînt: intervalul de măsurare, intervalul de frecvență, eroarea maximă, factorul de creastă. Primele trei dintre acestea sînt comune tuturor tipurilor de convertoare c.a.-c.c. și de voltmetre de c.a. *Factorul de creastă* (sau factor de vîrf) este un parametru specific convertoarelor c.a.-c.c. de valoare efectivă, egal cu raportul maxim valoare de vîrf/valoare efectivă ale tensiunii de măsurat, pentru care convertorul încă funcționează corect.

Factorul de creastă al unui convertor este determinat de intervalul de liniaritate al amplificatoarelor pe care le conține; pentru un factor de creastă egal cu 5, un convertor c.a.-c.c. cu interval de măsurare 0—1 V trebuie să amplifice liniar tensiuni pînă la 5 V (de exemplu o tensiune în impulsuri, cu factor de umplere 1 : 25, are $U_v/U = 5$).

În schimb, același convertor cu interval de măsurare 0—1 V poate măsura o tensiune de 0,5 V cu factor de creastă 6 sau o tensiune de 0,1 V cu factor de creastă 30. De aceea, la măsurarea unei tensiuni nesinusoidale al cărei factor de creastă este necunoscut, este recomandabil să se facă o măsurare prealabilă pe o gamă superioară a aparatului.

Un alt considerent care trebuie avut în vedere la măsurarea tensiunilor cu factor de creastă ridicat este faptul că acestea conțin de regulă componente cu un spectru larg de frecvențe. De exemplu, pentru a măsura cu o precizie de 1% valoarea efectivă a unei tensiuni în impulsuri, cu factor de creastă 10, este necesar să fie amplificate corect cel puțin primele 250 armonici, deci frecvența maximă a convertorului trebuie să fie de 250 ori frecvența de repetiție a impulsurilor [4].

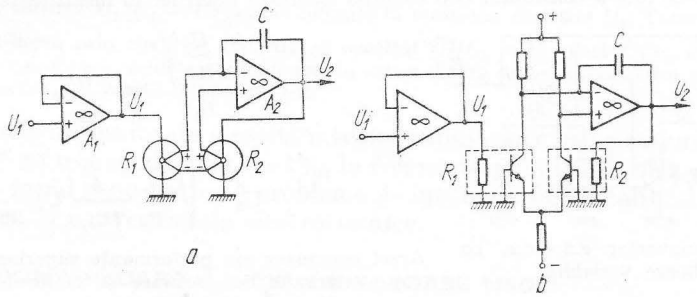


Fig. 3.22. Convertoare c.a.—c.c. electrotermice:
a — cu termocupluri montate diferențial; *b* — cu tranzistoare folosite pentru detectarea diferenței de temperatură dintre rezistoarele R_1 și R_2.

Convertoare c.a.-c.c. electrotermice. Schema de bază a convertorului c.a.-c.c. electrotermic conține două termocupluri montate diferențial (fig. 3.22,*a*). Unul din termocupluri este încălzit de un curent proporțional cu tensiunea

de măsurat, iar prin al doilea trece curentul generat de un amplificator diferențial, la a cărui intrare se aplică semnalul de ieșire al termocuplurilor. Presupunînd că cele două termocupluri sînt identice și bine izolate termic între ele curenții de încălzire trebuie să fie egali:

$$I_1 = I_2, \tag{3.27}$$

de unde

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_1. \tag{3.28}$$

Dacă $R_1 = R_2$, tensiunea continuă de ieșire U_2 este egală cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare U_1, oricare ar fi frecvența și forma ei. Amplificatorul A_1 asigură separarea intrării și o impedanță de intrare mare.

Unul din neajunsurile schemei din fig. 3.22, *a* este tensiunea relativ mică la ieșirea termocuplurilor (aprox. 40 μV/K), ceea ce reclamă un amplificator A_2 cu derivă mică în tensiune. Din acest punct de vedere, sînt mai avantajoase convertoarele în care se folosesc tranzistoare pentru detectarea diferenței de temperatură dintre încălzitoare (fig. 3.22, *b*). Sensibilitatea tranzistoarelor în acest regim este de aproximativ — 2 mV/K, deci apreciabil mai mare.

O altă dificultate a acestor convertoare c.a.-c.c. provine din dependența pătratică a tensiunii termoelectromotoare a termocuplurilor, conducînd la o variație mare a sensibilității într-un interval de măsurare dat. De exemplu pentru o variație în raportul 10:1 a tensiunii de intrare, semnalul la ieșirea termocuplurilor (sau tranzistoarelor) variază în raportul 100:1, ceea ce face ca la capătul inferior al gamei de măsurare sensibilitatea să scadă considerabil (de exemplu tensiunea termoelectromotoare scade de la 10 mV la limita superioară de măsurare, la 100 μV la limita inferioară; pentru o precizie de 0,1%, deriva amplificatorului A_2 urmează să fie sub 0,1 μV). O variantă a convertorului c.a.-c.c. cu termocuplu diferențial este convertorul cu amplificare variabilă, sau cu temperatură constantă [19] (fig. 3.23). Încălzitorul R_1 și R_2 sînt menținute la temperatură constantă: R_2 este alimentat de la o tensiune constantă U_{ref}, iar temperatura lui R_1 este adusă la egalitate cu a lui R_2 prin comanda automată a amplificării lui A_1. De fapt, amplificatorul A_1 este un divizor analogic, care furnizează la ieșire tensiunea AU_1/U_2, unde A este o constantă. Din condiția egalității puterilor în încălzitoare

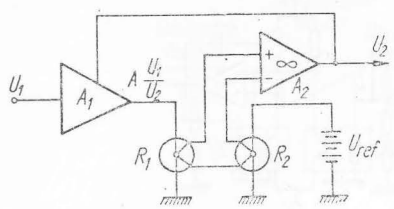


Fig. 3.23. Convertor c.a.—c.c. cu amplificare variabilă.

$$\frac{\left(A\frac{U_1}{U_2}\right)^2}{R_1} = \frac{U_{ref}^2}{R_2}, \tag{3.29}$$

rezultă

$$U_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{A}{U_{ref}} U_1. \tag{3.30}$$

Acest convertor are performanțe superioare în ce privește intervalul de măsurare și factorul de creastă. O precauție necesară este însă asigurarea unui traseu de impedanță mică curentului de încălzire prin R_1, care rămîne la valori relativ mari (10—50 mA) și în zona inițială a intervalului de măsurare și poate produce căderi de tensiune perturbatoare.

Convertoarele c.a.-c.c. electrotermice au o precizie bună (0,1—0,2%) la frecvențe între 20 Hz și 100 kHz. Timpul lor de răspuns este însă relativ lung, iar precizia specificată este atinsă numai după o perioadă de încălzire

(de cel puțin 5 minute). Ele funcționează bine și în curent continuu, ceea ce permite calibrarea lor cu o tensiune continuă aplicată la intrare. Se fabrică sub formă de circuite integrate, de cost relativ redus *.

Convertoare c.a.-c.c. cu calcul analogic. Două scheme de asemenea convertoare sînt date în fig. 3.24. Prima reproduce direct cele trei operații

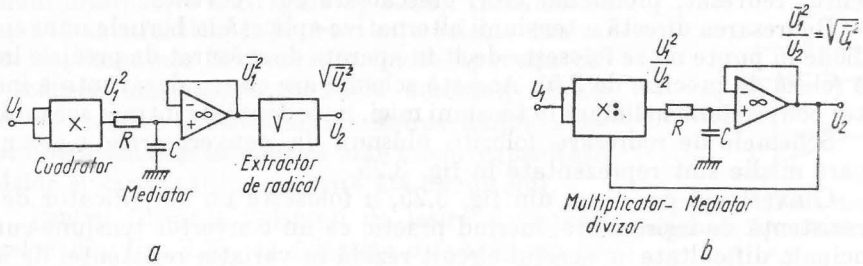


Fig. 3.24. Convertoare c.a.—c.c. cu calcul analogic:
a — cu calcul direct; *b* — cu reacție.

necesare *calculului* valorii efective a unei tensiuni alternative: ridicare la pătrat, mediere în timp și extragere de radical. Pentru ridicare la pătrat este utilizat un multiplicator, cu intrările legate între ele. Medierea în timp se face cu ajutorul unui circuit rezistență-capacitate, ca în figură (sau cu un integrator). Extragerea de radical se poate efectua tot prin mijloace uzuale în tehnica calculului analogic (amplificator operațional cu un cuadrator în reacție).

Circuitul din fig. 3.24, *a* are un dezavantaj important, asemănător cu cel al circuitului din fig. 3.22: dacă U_1 variază în raportul 10:1, tensiunea la ieșirea cuadratorului variază în raportul 100:1 impunînd condiții dificile amplificatorului operațional la nivel mic al tensiunii măsurate. Circuitul din fig. 3.24, *b* [19] efectuează un *calcul implicit* al valorii efective. La intrare, un multiplicator-divizor (realizat dintr-un multiplicator și un divizor, sau un circuit combinat) efectuează înmulțirea $U_1 \cdot U_1 = U_1^2$ și apoi împarte la tensiunea de ieșire U_2. Tensiunea U_2 fiind continuă, medierea prin circuitul *R-C* are ca rezultat $\overline{U_1^2}/U_2 = U_2$, deci $U_2 = \sqrt{\overline{U_1^2}}$ Acest tip de convertor c.a.-c.c. de valoare efectivă are un interval larg de măsurare, cu o precizie destul de bună și factor de creastă relativ ridicat.

Tipurile obișnuite de circuite integrate construite pe principiul calculului analogic ** au o precizie de 0,5—1%, la frecvențe pînă la 100 kHz. Au un timp de răspuns rapid și nu prezintă probleme de încălzire. Pot fi calibrate în curent continuu, ca și convertoarele electrotermice.

3.3.2. CONVERTOARE C.A.-C.C. DE VALOARE MEDIE

Conversiunea c.a.-c.c. de valoare medie se realizează practic totdeauna prin redresarea tensiunii alternative, soluțiile posibile fiind mult mai limitate decît în cazul conversiunii de valoare efectivă. Sursa principală de erori o constituie neliniaritatea diodelor redresoare; pentru a reduce aceste erori

* De exemplu, de firma *Analog Devices*, S.U.A.
** De exemplu, de firmele *Analog Devices* și *Burr-Brown*, S.U.A.

sînt necesare două condiții: rezistență internă cît mai mare a sursei curentului alternativ aplicat diodelor și amplitudine suficient de mare a tensiunii alternative aplicate. Dacă aceste condiții sînt îndeplinite, și erorile datorite variației temperaturii vor fi mici.

La frecvențe înalte, o altă sursă de erori o reprezintă capacitățile diodelor în stare blocată. Curentul derivat prin aceste capacități se suprapune peste curentul redresat, producînd erori crescătoare cu frecvența.

Redresarea directă a tensiunii alternative aplicată la bornele unui circuit cu diode în punte nu se folosește decît în aparate de măsurat de precizie inferioară (clasă de precizie de 2,5). Această schemă are cîteva dezavantaje importante: conversiune neliniară la tensiuni mici, impedanță de intrare scăzută etc.

Schemele de redresare folosite obișnuit în convertoarele c.a.-c.c. de valoare medie sînt reprezentate în fig. 3.25.

Convertorul c.a.—c.c. din fig. 3.25, *a* folosește un amplificator de c.a. cu rezistență de ieșire mare, lucrînd practic ca un convertor tensiune-curent. Principala dificultate a acestui circuit rezidă în variația rezistenței de ieșire a amplificatorului cu temperatura și cu frecvența, ceea ce modifică factorul de conversiune al circuitului.

Circuitul din fig. 3.25, *b* folosește un amplificator operațional cu amplificare mare în buclă deschisă, pentru a corecta neliniaritatea diodelor. El funcționează ca un redresor de simplă alternanță. În semiperioada în care dioda D_1 este blocată, amplificarea este foarte mare, dioda D_2 conduce și raportul dintre valorile instantanee u_2/u_1 este egal cu R_2/R_1, cu o precizie foarte bună. Tensiunea de ieșire urmărește deci fidel tensiunea de intrare. În semiperioada în care D_1 conduce, amplificarea este mică, dioda D_2 este blocată și tensiunea de ieșire este practic nulă. Dezavantajul circuitului constă în prezența capacității diodei D_1 direct în reacția amplificatorului operațional, ceea ce reduce considerabil frecvența maximă de utilizare a convertorului.

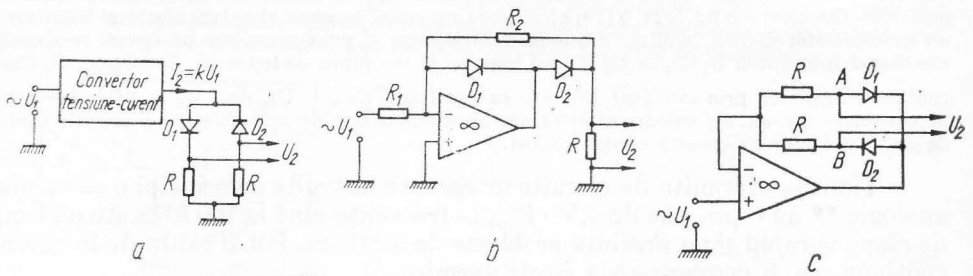


Fig. 3.25. Convertoare c.a.—c.c. de valoare medie:
a — cu generator de curent constant și redresare; *b* — cu amplificator operațional și redresare paralel; *c* — cu amplificator operațional și redresare serie.

Circuitul din fig. 3.25, *c* are redresorul cu diode în punte conectat în reacția unui amplificator operațional. Este cel mai des folosit convertor c.a. c.c. de valoare medie (numit și *redresor operațional*). Dacă amplificarea în buclă deschisă este suficient de mare, circuitul *corectează* practic orice neliniaritate a diodelor (deoarece amplificarea cu reacție crește cînd rezistența diodelor este mare și scade în situația contrară), tensiunea de ieșire urmărind fidel cele

două alternanțe ale tensiunii de intrare. El poate fi folosit ca redresor de dublă alternanță, dacă tensiunea de ieșire se ia între punctele A și B, sau ca redresor de simplă alternanță, dacă tensiunea de ieșire se ia între oricare din aceste puncte și masă. Din punctul de vedere al preciziei, redresarea de simplă alternanță este satisfăcătoare, deoarece mediile celor două alternanțe ale unei tensiuni alternative sînt egale (§ 3.1.1). Circuitul se comportă satisfăcător și la frecvențe relativ înalte. Erori suplimentare la frecvențe înalte apar din cauza scăderii amplificării în buclă deschisă, vitezei finite de creștere a tensiunii la ieșirea amplificatorului operațional și în măsură mai mică, capacității diodelor și capacităților parazite ale circuitului.

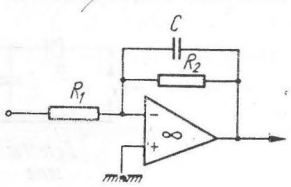


Fig. 3.26. Circuit de filtrare pentru convertoare c.a.—c.c.

Pentru filtrarea tensiunii de ieșire a convertoarelor din fig. 3.25, se folosește de obicei un filtru rezistență-capacitate cu amplificator operațional *(filtru operațional)*, ca în fig. 3.26. Constanta de timp a acestuia $\tau = R_2C$ se alege suficient de mare față de $1/f_{min}$, unde f_{min} este frecvența minimă a tensiunii de măsurat, pentru o filtrare corespunzătoare. Timpul de răspuns al circuitului este de (3—5) τ. Dacă nu se poate realiza un compromis satisfăcător între condiția de filtrare și timpul de răspuns, se utilizează filtre mai complicate, capabile să asigure o îmbunătățire de aproximativ 10 ori a filtrării la $f = f_{min}$, pentru același timp de răspuns.

Convertoarele c.a.-c.c. de valoare medie se construiesc de obicei pentru frecvențe între 10 Hz și 100 kHz. Există și circuite care funcționează corect pînă la 10 MHz. Diodele redresoare sînt de tipuri obișnuite pentru frecvențe pînă la 10—20 kHz și diode speciale, de comutație (*diode rapide*, cu capacitate mică) pentru frecvențe mai înalte. Amplificatorul operațional al redresorului trebuie să aibă amplificare mare și viteză mare de variație a tensiunii de ieșire, iar amplificatorul operațional al filtrului trebuie să aibă o derivă mică a tensiunii și a curentului.

Precizia convertoarelor c.a.-c.c. de valoare medie este de obicei între 0,05% și 0,5%. Se poate obține un interval de măsurare relativ larg, limita superioară fiind dictată de saturarea amplificatorului operațional, iar limita inferioară de fluctuații și derive. Ele sînt predominante în aparatura de performanțe medii; pentru măsurările de precizie tendința este de a le înlocui cu convertoare de valoare efectivă. S-au realizat însă și convertoare de valoare medie cu precizii deosebit de ridicate, mai bune decît 0,01% [20].

3.3.3. CONVERTOARE C.A.-C.C. DE VALOARE DE VÎRF

Convertoarele c.a.-c.c. de valoare de vîrf sînt tipice pentru măsurarea tensiunii alternative la frecvențe peste 1 MHz. Ele se folosesc însă și la frecvențe mai joase, începînd cu 20 Hz. Sînt bazate pe redresarea (sau detecția) de vîrf, prin asocierea unei diode cu un condensator. Prin alegerea convenabilă a constantelor de timp de încărcare și de descărcare a condensatorului, tensiunea la bornele acestuia este practic egală cu valoarea de vîrf a tensiunii alternative de măsurat (sau este într-un raport fix față de aceasta).

Convertoarele c.a.-c.c. de vîrf sînt realizate aproape fără excepție conform uneia din schemele din fig. 3.27. În ambele circuite, condensatorul C se descarcă relativ încet pe rezistența de intrare a amplificatorului de c.c. astfel, încît un curent foarte mic preluat de la intrare este suficient pentru a menține condensatorul încărcat la valoarea de vîrf a tensiunii alternative.

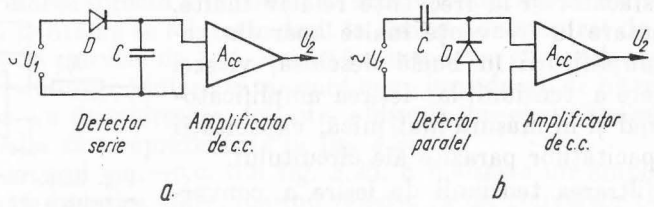


Fig. 3.27. Convertoare c.a.-c.c. de valoare de vîrf:
a — cu detector serie; *b* — cu detector paralel.

Circuitul din fig. 3.27, *b* este utilizat mai frecvent decît celălalt, deoarece condensatorul blochează în acest caz eventuala componentă continuă a tensiunii de intrare, măsurîndu-se numai componenta alternativă.

Caracteristica de conversiune depinde de amplitudinea tensiunii de intrare. La tensiuni relativ mari, de peste 1 V, această caracteristică este practic liniară, independentă de diodă. Acest lucru se poate explica pornind de la faptul că rezistența în sens direct a diodei devine mică în raport cu rezistența de intrare a amplificatorului de c.c. la o tensiune pozitivă ΔU pe diodă; dacă această tensiune este mică în comparație cu tensiunea măsurată, conversiunea este practic liniară.

La tensiuni de intrare mici, de exemplu sub 50 mV, caracteristica diodei poate fi aproximată printr-o curbă de gradul doi. În acest caz, după cum se poate arăta ușor, tensiunea de ieșire este proporțională cu pătratul amplitudinii tensiunii de intrare. Ca urmare, caracteristica de conversiune va avea o regiune pătratică la tensiuni mici și devine liniară la tensiuni mai mari.

Avantajul principal al convertorului c.a.—c.c. de vîrf este că dioda și condensatorul pot fi detașate de voltmetru și plasate într-o sondă (cap) de măsurare, cu legături scurte pînă la locul măsurării. Traseul de c.a. este astfel micșorat foarte mult, ceea ce dă posibilitatea măsurării tensiunii pînă la frecvențe foarte înalte. Cu sonde de măsurare obișnuite, care au capacitate de intrare de 1—2 pF, precizia de măsurare este de 1—2% pînă la 100 MHz și 5—10% pînă la 1 GHz. În montură coaxială (fig. 3.28, *b*), influența diodei asupra circuitului de măsurare fiind minimă, măsurarea tensiunii este posibilă pînă la 40 GHz.

Amplificarea în c.a. a tensiunii de măsurat, înaintea convertorului c.a.—c.c. de vîrf, este folosită rar, deoarece anulează cele mai importante

avantaje ale acestuia. De aceea, intervalul util de măsurare al acestui convertor este de la aproximativ 10 mV la 30 V. Pentru tensiuni mai mari pot fi utilizate atenuatoare (de tip coaxial, pentru frecvențe înalte).

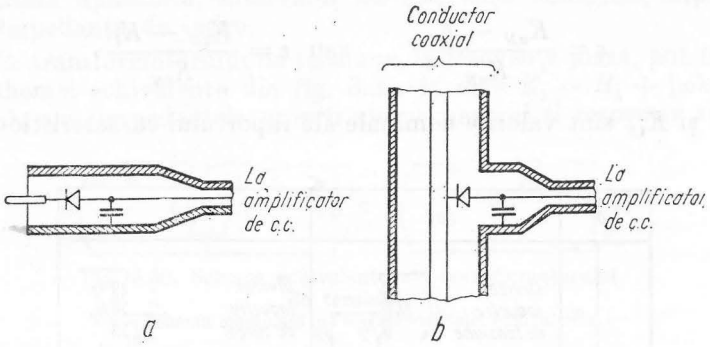


Fig. 3.28. Convertoare cu diodă, coaxiale:
a — sondă de tip obișnuit; *b* — sondă în *T*, inserată în circuitul coaxial.

3.4. METODE DE RAPORT APLICATE LA MĂSURĂRILE ÎN C.A.

Metodele de raport (§ 1.2.1) sînt utilizate frecvent în măsurările de tensiune și curent în c.a. Ele pot atinge precizii mai bune decît ale măsurărilor similare în c.c., datorită *dispozitivelor inductive de raport* (DIR), de performanțe superioare dispozitivelor rezistive de raport. Dispozitivele inductive de raport, formate din bobine cuplate strîns între ele și plasate simetric pe miezuri de mare permeabilitate magnetică, au particularitatea că rapoartele lor K_u, K_i sînt determinate, cu o foarte bună aproximație, de numerele de spire ale înfășurărilor, fiind astfel stabile în timp și neinfluențate de factori de mediu.

Aceste dispozitive permit realizarea tuturor funcțiunilor considerate la § 1.2.1. În fig. 3.29 sînt arătate sinoptic cele mai simple posibilități de realizare pe această cale a 12 variante ale dispozitivelor de raport. DIR cu circuite neizolate au fost marcate cu simbolul *a* iar cele cu circuite izolate cu simbolul *b*; dispozitivele de raport de tensiune au fost desemnate prin (*u*), iar cele de curent prin (*i*). Principalele DIR sînt simple divizoare inductive și transformatoare cu două sau trei înfășurări, în diferite configurații. Dispozitivul III *b*(*u*), respectiv II *b*(*i*), singurul care folosește două miezuri magnetice independente, conține și un transformator auxiliar cu trei înfășurări, care nu influențează sensibil valoarea raportului caracteristic K_u (sau K_i).

Transformatorul este unul din dispozitivele inductive fundamentale; el poate fi folosit ca transformator de tensiune sau ca transformator de curent. Divizorul inductiv este un alt dispozitiv fundamental, utilizabil pentru a genera sau a compara două tensiuni sau doi curenți într-un raport dat. În sfîrșit, comparatorul inductiv de curent servește pentru a determina raportul dintre doi curenți în circuite izolate între ele.

Transformatorul de raport de tensiune și transformatorul de raport de curent sînt utilizate în special la măsurarea impedanțelor. Ele sînt descrise în § 4.5.3.

Eroarea relativă a unui dispozitiv de raport poate fi definită ca

$$\varepsilon = \frac{K_{uN} - K_u}{K_{uN}} \qquad \text{sau} \quad \varepsilon = \frac{K_{iN} - K_i}{K_{iN}}, \tag{3.31}$$

unde K_{uN} și K_{iN} sînt valorile nominale ale raportului caracteristic al dispozitivului.

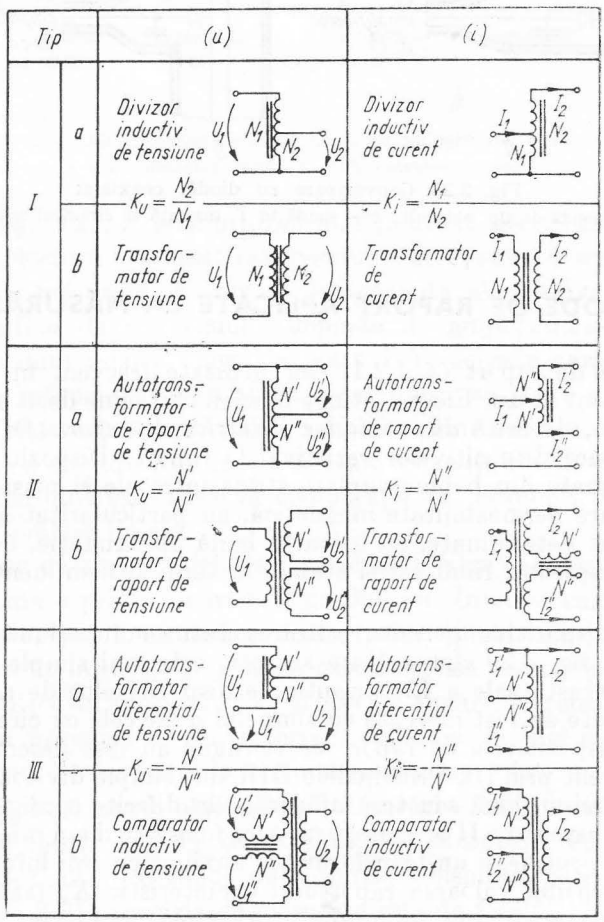


Fig. 3.29. Dispozitive inductive de raport.

Se definește de asemenea eroarea de unghi a dispozitivului de raport, ca unghiul de defazaj dintre mărimile care definesc raportul caracteristic (K_u sau K_i).

3.4.1. TRANSFORMATORUL DE TENSIUNE

Principalii parametri ai transformatorului de tensiune sînt erorile, tensiunea maximă aplicabilă, intervalul de frecvență utilizabil, impedanța de intrare și impedanța de ieșire.

Erorile transformatorului de tensiune, la frecvențe joase, pot fi evaluate pe baza schemei echivalente din fig. 3.30, în care $Z_1 = R_1 + j\omega\lambda_1$ și $Z_2 = R_2 + j\omega\lambda_2$ sînt impedanțele proprii ale primarului și respectiv secundarului, $Z_0 = 1/(1/R_0 + 1/j\omega L_0)$ este impedanța în gol a primarului, iar Z_s este impedanța de sarcină. În ipoteza, practic totdeauna confirmată, că impedanțele Z_1 și Z_2' sînt mici în comparație cu Z_0 și Z_s', rezultă

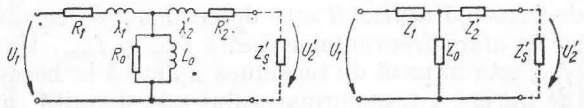


Fig. 3.30. Scheme echivalente ale transformatorului de tensiune:
a — schema completă; *b* — impedanțele echivalente.

$$\varepsilon + j\delta = -\frac{Z_1 + Z_2'}{Z_s'} - \frac{Z_1}{Z_0}, \tag{3.32}$$

unde ε este eroarea de raport, iar δ este eroarea de unghi. Această expresie pune în evidență eroarea în sarcină (termenul $-(Z_1 + Z_2')/Z_s$) și eroarea în gol (termenul $-Z_1/Z_0$).

La transformatoarele de tensiune utilizate în electroenergetică, care transmit puteri apreciabile (5—100 VA), eroarea în sarcină este de obicei predominantă. Pentru a o menține la o valoare acceptabilă, singura soluție este ca rezistențele înfășurărilor R_1, R_2 și reactanțele de dispersie $\omega\lambda_1$, $\omega\lambda_2$ să fie suficient de mici. Aceasta impune un volum relativ mare al transformatorului. În instrumentația electronică se utilizează frecvent transformatoare de tensiune de precizie, care lucrează pe impedanțe de sarcină foarte mari (amplificatoare cu impedanță de intrare mare). La aceste transformatoare eroarea în gol este cea care devine predominantă. Se observă că pentru micșorarea ei, se poate acționa atît asupra impedanței proprii a primarului Z_1, cît și asupra impedanței în gol Z_0: miezul magnetic trebuie realizat din material de înaltă permeabilitate și pierderi reduse. Într-adevăr, în acest caz erorile pot fi exprimate astfel:

$$\varepsilon = -\frac{\alpha_f R_1}{\omega L_0} - \frac{\lambda_1}{L_0}; \quad \delta = \frac{R_1}{\omega L_0} - \frac{\alpha_f \lambda_1}{L_0}, \tag{3.33}$$

unde α_f este tangenta unghiului de pierderi magnetice. Erorile ε și δ scad dacă L_0 este mare (permeabilitate mare) și α_f este mic (pierderi mici).

Practic, cu dimensiuni rezonabile ale transformatorului și material magnetic din aliaj fier-nichel (cu permeabilitate relativă de cel puțin 30 000),

se poate obține $\varepsilon < 0{,}01\%$ la frecvențe între 50 și 1000 Hz. Întrucît λ_1 poate fi făcut mic prin bobinare adecvată (dispersie mică a primarului), termenul predominant în expresia lui ε este $-\alpha_f R_1/\omega L_0$, ceea ce arată importanța pierderilor magnetice cît mai mici. La frecvențe mai înalte calitățile miezului magnetic se înrăutățesc. Peste 10 kHz se fac simțite și erorile datorite capacităților parazite ale înfășurărilor.

Tensiunea maximă aplicabilă depinde de parametrii miezului magnetic, numărul de spire și frecvență. La frecvențe joase este proporțională cu frecvența iar de la o anumită frecvență în sus este limitată de izolația dintre spire.

Intervalul de frecvență utilizabil este determinat, de regulă, de creșterea excesivă a erorilor în afara frecvențelor limită f_{min} și f_{max}. Uneori, frecvența limită inferioară f_{min} este impusă de tensiunea aplicată la bornele primarului.

Impedanța de intrare a transformatorului este definită ca impedanța la bornele primare, cu bornele secundare în gol. Ea coincide practic cu impedanța Z_0 din schema echivalentă a transformatorului (fig. 3.30). Pe lîngă considerentele legate de reducerea erorii proprii a transformatorului, o impedanță de intrare mare este impusă și de erorile de interacțiune cu sursa tensiunii măsurate. Impedanța de intrare are un caracter inductiv, dar în cazul transformatoarelor cu miez de mare permeabilitate poate deveni capacitivă la frecvențe încă sub frecvența limită superioară f_{max}.

Impedanța de ieșire a transformatorului este definită ca impedanța internă echivalentă la bornele secundare, cu bornele primare în scurtcircuit. Ea prezintă importanță în legătură cu erorile de interacțiune cu aparatul conectat la ieșirea transformatorului. Este practic egală cu $Z_2 + Z_1'$, unde Z_1' este impedanța primarului raportată la secundar.

În fig. 3.31 sînt date curbe tipice de variație cu frecvența a erorii de raport, a tensiunii maxime aplicabile și a impedanței de intrare, la un transformator de tensiune de precizie.

Transformatoare de tensiune în două trepte. Ideea transformatorului de tensiune în două trepte derivă de la aceea a transformatorului de curent în două trepte, de proveniență relativ veche [24]. Ea poate fi aplicată atît transformatoarelor de tensiune, cît și autotransformatoarelor de tensiune (divizoarelor de tensiune).

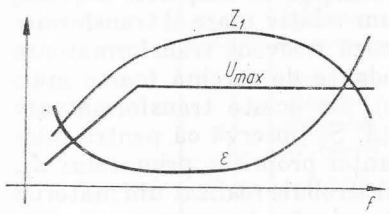


Fig. 3.31. Curbe de tipice de variație cu frecvența a erorii de raport (ε), a tensiunii maxime aplicabile (U_{max}) și a impedanței de intrare ($Z_1 \approx Z_0$) la un transformator de tensiune de precizie.

Transformatorul principal T_1 (fig. 3.32) cu înfășurarea primară P_1 de N_1 spire și înfășurarea secundară S_1 de N_2 spire poartă înfășurarea suplimentară P_1' de asemenea de N_1 spire. Înfășurările P_1 și P_1' sînt înseriate în opoziție, iar tensiunea diferență care rezultă este aplicată primarului P_2 al transformatorului auxiliar T_2. Tensiunea din secundarul S_2 al transformatorului T_2 este adăugată cu polaritate inversă tensiunii din secundarul transformatorului T_1, compensînd erorile acestuia. Întregul sistem se poate realiza mai simplu, dacă se utilizează două miezuri magnetice suprapuse, ca în fig. 3.33. Înfășurarea primară principală (sau de excitație) P îmbrățișează numai

unul din miezuri (care joacă rolul miezului transformatorului T_1 din fig. 3.32). Primarul auxiliar P' îmbrățișează ambele miezuri, ca și secundarul S (al doilea miez joacă rolul miezului transformatorului T_2 din fig. 3.32). În acest fel, primul miez este străbătut de un flux magnetic corespunzător aproape întregii

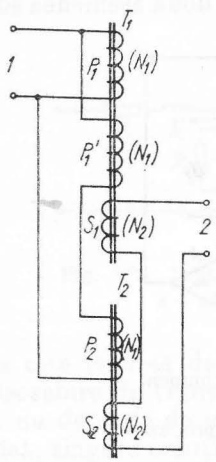


Fig. 3.32. Principiul transformatorului de tensiune în două trepte.

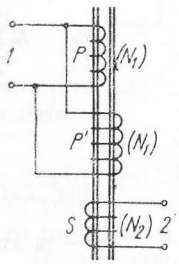


Fig. 3.33. Realizarea practică a transformatorului de tensiune în două trepte.

tensiuni primare, pe cînd fluxul în al doilea miez este mult mai mic, corespunzător doar tensiunii de eroare. Se observă că al doilea miez are rolul de a *corecta* erorile primului.

Trebuie precizat că acest sistem poate compensa numai *erorile în gol* ale transformatorului. Erorile datorite sarcinii nu pot fi reduse în nici un fel prin acest mod de compensare.

Eroarea sistemului poate fi evaluată prin examinarea aranjamentului din fig. 3.32. Dacă transformatorul T_2 ar fi lipsit de erori, compensarea ar fi perfectă și eroarea ansamblului ar fi nulă. Dacă transformatorul T_2 are eroarea $\varepsilon_2 + j\delta_2$, atunci eroarea $\varepsilon_1 + j\delta_1$ a transformatorului T_1 este compensată imperfect, eroarea rezultantă fiind $(\varepsilon_1 + j\delta_1)(\varepsilon_2 + j\delta_2)$. Deci eroarea transformatorului în două trepte este egală cu produsul erorilor celor două transformatoare componente, presupuse lucrînd separat. Dacă de exemplu, fiecare din transformatoare are eroarea de 10^{-4}, eroarea rezultantă este de 10^{-8}.

Impedanța de intrare în înfășurarea primară, dacă aceasta este izolată de înfășurarea de excitație, este foarte mare, deoarece prin această înfășurare circulă o mică fracțiune din curentul de magnetizare. Această proprietate poate fi exploatată pentru obținerea unei impedanțe de intrare foarte mari, prin alimentarea înfășurării de excitație de la o sursă separată.

Transformatoare de tensiune cu compensare electronică a erorilor. Eroarea în gol a transformatorului de tensiune poate fi micșorată și mai mult dacă

se utilizează mijloace electronice pentru generarea curentului de magnetizare necesar. Aceasta echivalează cu creșterea cu cîteva ordine de mărime a impedanței Z_0 și deci a impedanței de intrare a transformatorului.

Există diferite scheme posibile de compensare electronică a erorilor transformatorului de tensiune. În fig. 3.34 sînt indicate două asemenea scheme,

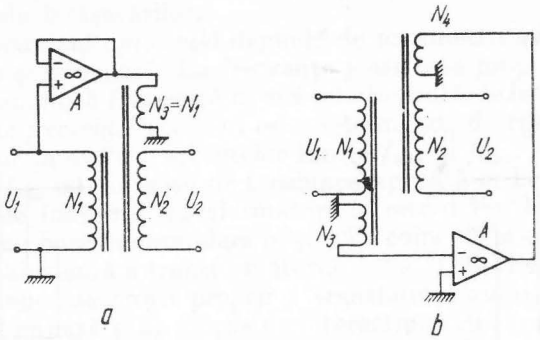


Fig. 3.34. Transformatoare de tensiune cu compensare electronică a erorilor:
a — cu excitație prin repetor; *b* — cu excitație prin amplificator cu amplificare mare.

ambele folosind miezuri magnetice duble. Ideea de bază este asemănătoare cu cea de la transformatoarele în două trepte: curentul de magnetizare nu este preluat de la intrare, ci generat de un sistem auxiliar astfel, încît fluxul magnetic să fie concentrat într-unul din cele două miezuri, al doilea miez lucrînd cu un flux foarte mic. În circuitul din fig. 3.34, *a* [22] problema este rezolvată foarte simplu: repetorul A preia semnalul de intrare și aplică unei înfășurări auxiliare o tensiune practic egală cu U_1, pe un număr de spire egal cu N_1, dar bobinate numai pe unul din miezuri. În acest fel, curentul prin înfășurarea primară este neglijabil; curentul de intrare al amplificatorului fiind și el foarte mic, rezultă o impedanță de intrare mare a transformatorului și erori mici. Schema are unele neajunsuri: amplificatorul este la un potențial ridicat; dacă este necesar ca N_1 să fie variabil, trebuie variat și N_3 astfel ca $N_3 = N_1$; căderea de tensiune pe înfășurarea auxiliară produce o mică eroare etc. Aceste neajunsuri sînt înlăturate în schema din fig. 3.34, *b*. Aici, amplificatorul A generează curentul de magnetizare necesar prin înfășurarea N_4 astfel, încît tensiunea în înfășurarea N_3 și deci fluxul prin miezul corespunzător să fie menținut automat la o valoare neglijabilă. Amplificatorul este izolat de înfășurările de raport iar numerele de spire N_3 și N_4 nu sînt critice. Practic, cu acest circuit s-au obținut erori de ordinul 0,1 ppm și impedanță de intrare de $10^9\Omega$.

3.4.2. TRANSFORMATORUL DE CURENT

La transformatoarele de curent interesează, în primul rînd, erorile, intervalul curenților de lucru și intervalul de frecvență utilizabil.

Erorile transformatorului de curent, la frecvențe joase pot fi evaluate pe baza schemei echivalente din fig. 3.35, în care $Z_1 = R_1 + j\omega\lambda_1$ și $Z_2 =$

$= R_2 + j\omega\lambda_2$ sînt impedanțele proprii ale primarului, respectiv secundarului, $Z_0 = 1/(1/R_0 + 1/j\omega L_0)$ este impedanța în gol a secundarului, iar Z_s este impedanța de sarcină. În ipoteza obișnuită că Z_2 și Z_s sînt mici în comparație cu Z_0, rezultă

$$\varepsilon + j\delta = -\frac{Z_2 + Z_s}{Z_0}, \tag{3.34}$$

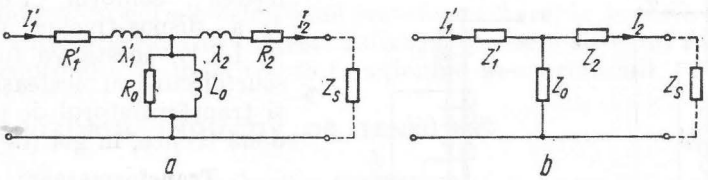


Fig. 3.35. Scheme echivalente ale transformatorului de curent:
a — schema completă; *b* — impedanțele echivalente.

unde ε este eroarea de raport, iar δ este eroarea de unghi. Se observă că, spre deosebire de transformatorul de tensiune, eroarea transformatorului de curent nu depinde de impedanța primarului Z_1. Pentru micșorarea erorii, Z_s fiind dat, singura soluție este creșterea impedanței Z_0. De aici rezultă marea importanță a calităților materialului magnetic la transformatoarele de curent.

Expresia (3.34) a erorii poate fi pusă sub forma

$$\varepsilon = -\frac{\alpha_f(R_2 + R_s)}{\omega L_0} - \frac{\lambda_2 + L_s}{L_0}; \quad \delta = \frac{R_2 + R_s}{\omega L_0} - \frac{\alpha_f(\lambda_2 + L_s)}{L_0}, \tag{3.35}$$

unde impedanța de sarcină $Z_s = R_s + j\omega L_s$ a fost presupusă inductivă, iar α_f este tangenta unghiului de pierderi în fier. În multe cazuri practice λ_2 și L_s au valori atît de mici încît rămîne semnificativ numai primul termen atît din expresia lui ε, cît și din a lui δ. Deoarece la frecvențe joase α_f este de obicei sub 0,2 rezultă că eroarea de raport ε este mai mică decît eroarea de unghi δ. O altă concluzie importantă este aceea că, pentru R_s dat, eroarea nu poate fi redusă prin micșorarea lui R_2 decît pînă cînd acesta devine mic în comparație cu R_s.

Ca și la transformatoarele de tensiune, folosind miezuri magnetice de permeabilitate mare și pierderi mici se pot obține erori sub 0,01%, pe sarcini suficient de mici, la frecvențe pînă la cîțiva kiloherți. La frecvențe înalte intervin și erorile datorite capacităților parazite ale înfășurărilor. Acestea sînt cu atît mai importante cu cît înfășurările transformatorului au mai multe spire, deci curenți nominali mai mici.

Intervalul curenților de lucru la transformatoarele de curent folosite în instrumentația de precizie este limitat numai superior, de încălzirea înfășurărilor.

Intervalul frecvențelor utilizabile este impus numai de creșterea erorilor. La frecvențe joase erorile cresc din cauza scăderii reactanței ωL_0, iar la frecvențe înalte erorile capacitive pot deveni predominante.

Transformatorul de curent în două trepte. Există o mare varietate de soluții pentru micșorarea erorilor transformatoarelor de curent. În instrumentația electronică prezintă o importanță particulară transformatorul de curent în două trepte, similar transformatorului de tensiune în două trepte (§ 3.4.1). El se obține din transformatorul de tensiune în două trepte, prin inversarea intrării cu ieșirea; conform t e o r e m e i 1 a dispozitivelor de raport (§ 1.2.1), acesta va funcționa în scurtcircuit cu aceleași erori ca și transformatorul de tensiune în două trepte, în gol (fig. 3.36).

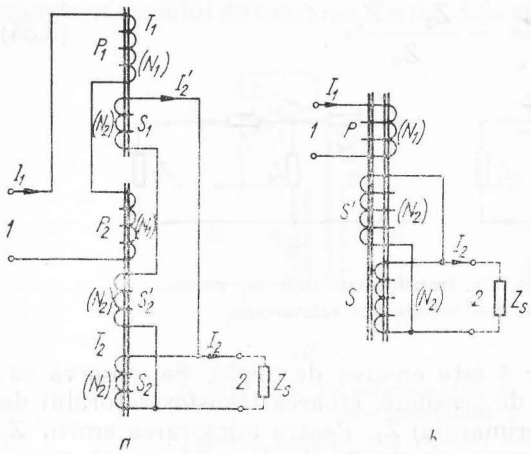


Fig. 3.36. Transformator de curent în două trepte:
a — principiu; *b* — realizare practică.

Transformatoare de curent cu compensare electronică a erorilor. Ca și în cazul transformatorului de tensiune, există diferite scheme de combinare a transformatorului de curent cu amplificatoare electronice pentru reducerea substanțială a erorilor. În fig. 3.37 sînt ilustrate aceste posibilități prin două exemple.

În circuitul din fig. 3.37, *a* puterea în circuitul secundar este furnizată de amplificatorul A, prin intermediul transformatorului auxiliar T_a. Transformatorul de curent nu transferă practic putere, funcționînd cu un flux magnetic aproape nul. Sistemul este de fapt un comparator inductiv de curent

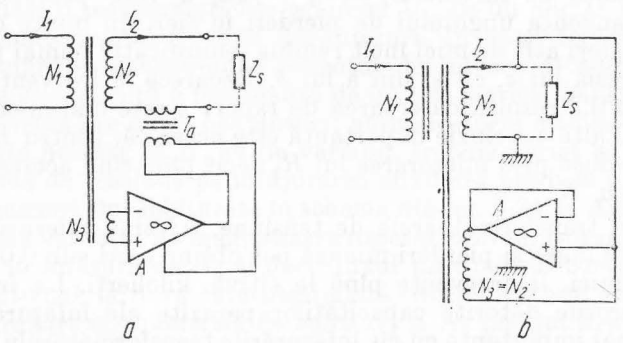


Fig. 3.37. Transformatoare de curent cu compensare electronică a erorilor:
a — cu miez magnetic simplu; *b* — cu miez magnetic dublu.

(§ 3.4.4) cu echilibrare automată. Erorile pot fi reduse la ordinul 1—5 ppm. Circuitul din fig. 3.37, *b* [25] reprezintă o extindere a transformatorului de curent în două trepte pentru reducerea erorilor datorite sarcinii (pe care sistemul în două trepte nu le corectează). Infășurarea de transfer N_3 este le-

gată la bornele sarcinii prin intermediul amplificatorului A, care face ca această înfășurare să funcționeze practic în scurtcircuit. Eroarea este

$$\varepsilon + j\delta = -\frac{(Z_s + Z_2)Z_3}{Z_{01}Z_{02}} - \frac{Z_s}{AZ_{02}}, \tag{3.36}$$

în care Z_2, Z_3 sînt impedanțele proprii ale înfășurărilor secundare, Z_{01}, Z_{02} sînt impedanțele în gol ale celor două transformatoare, la bornele secundare, iar A este amplificarea. Dacă A este suficient de mare sistemul se comportă ca un transformator în două trepte funcționînd în scurtcircuit.

3.4.3. DIVIZORUL INDUCTIV DE TENSIUNE

Autotransformatorul coborîtor de tensiune, în anumite condiții, este lipsit de erorile în gol ale transformatorului de tensiune. Intr-adevăr, curentul de magnetizare al acestuia străbate înfășurarea primară (fig. 3.38) producînd căderi de tensiune egale pe fiecare spiră a acesteia, dacă rezistența și inductivitatea de dispersie a fiecărei spire este aceeași. În acest fel, între oricare două puncte ale înfășurării, tensiunea este riguros proporțională cu numărul de spire.

Impedanța de intrare a divizorului inductiv poate fi făcută foarte mare, prin alegerea corespunzătoare a numărului total de spire și a parametrilor circuitului magnetic utilizat. În același timp, impedanța de ieșire poate fi foarte mică, fiind dată practic numai de rezistențele înfășurărilor.

Variația raportului de divizare poate fi realizată simplu și fără a afecta practic precizia, prin modificarea convenabilă a unor numere de spire. Pentru obținerea unor trepte de divizare mai mici, divizoarele inductive pot fi conectate în cascadă; efectul de șuntare în acest caz este mult mai mic decît la divizoarele rezistive, datorită raportului favorabil între impedanța de intrare a divizorului și impedanța de ieșire a divizorului precedent.

Divizoare inductive în decade. Pe lîngă divizoarele inductive incorporate în aparate care au rapoarte fixe de divizare, se construiesc divizoare inductive ca aparate independente, cu posibilitatea varierii în decade a raportului.

Pentru a realiza varierea raportului de divizare în trepte de 0,1 (adică o decadă), divizorul inductiv se construiește ca în fig. 3.39, cu înfășurarea formată din zece secțiuni identice, conectate în serie.

Decadele următoare pot fi realizate asemănător sistemului folosit la divizoarele rezistive Kelvin-Varley. În fig. 3.40, *a* este arătată schema cea mai răspîndită pentru obținerea unor decade succesive. Se observă că înfășurarea corespunzătoare decadei a 2-a are tensiunea la borne egală cu 1/10 din tensiunea primei decade; decada a 3-a este alimentată cu 1/10 din tensiunea decadei a 2-a ș.a.m.d. Comutatoarele duble sînt acționate simultan și permit însumarea tensiunilor de pe fiecare decadă; raportul de divizare rezultat se citește direct, sub forma de fracție zecimală pe indicatoarele numerice ale comutatoarelor.

Înfășurările corespunzătoare unor decade succesive pot fi plasate pe același miez magnetic sau pe miezuri distincte.

O altă schemă este cea din fig. 3.40, *b*, în care o serie de transformatoare coboritoare de tensiune, cu rapoarte 10 : 1, sînt alimentate prin intermediul unor comutatoare cu 10 poziții, de la cele 10 secțiuni ale divizorului principal (care constituie prima decadă).

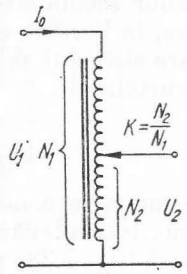


Fig. 3.38. Divizor inductiv de tensiune.

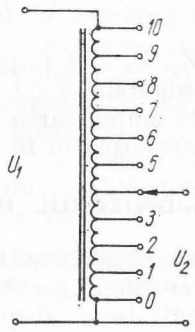
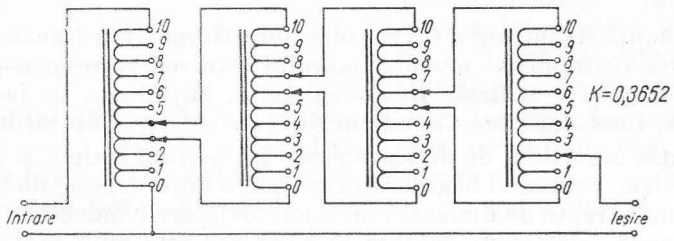
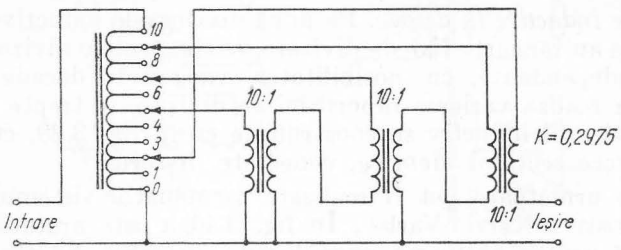


Fig. 3.39. Divizor inductiv cu o decadă.



a



b

Fig. 3.40. Divizoare inductive cu mai multe decade:
a — după schema Kelvin-Varley; *b* — cu transformatoare coboritoare de tensiune.

Pentru realizarea ultimelor trepte de divizare, la care pretențiile privind precizia sînt mai reduse, se adoptă deseori și alte soluții. O metodă folosită frecvent este conectarea unui fir rezistiv cu cursor la bornele unei spire suplimentare plasate pe ultimul miez feromagnetic.

Erori ale divizoarelor inductive. Raportul de divizare poate fi exprimat prin

$$\frac{U_2}{U_1} = K + \alpha + j\beta, \tag{3.37}$$

unde K este raportul nominal de divizare (citit pe decadele divizorului), α este eroarea de raport iar β este eroarea de unghi a divizorului. În cele mai multe aplicații interesează numai eroarea de raport, eroarea de unghi fiind de importanță secundară.

Principalele surse de erori ale unui divizor inductiv cu o singură decadă sînt: inegalitatea rezistențelor celor 10 secțiuni, inegalitatea inductivităților de dispersie ale acelorași secțiuni și sarcinile interne ale divizorului, constituite în principal de capacitățile dintre înfășurări. O expresie simplificată a erorii de raport a unei secțiuni a divizorului inductiv este următoarea:

$$\alpha = \frac{\alpha_f \Delta R}{\omega L_0} + \frac{\Delta\lambda}{L_0} + k\lambda C\omega^2, \tag{3.38}$$

unde: α_f este tangenta unghiului de pierderi magnetice în miez; ΔR — abaterea rezistenței unei secțiuni de la valoarea medie; L_0 — inductivitatea divizorului între bornele de intrare; λ — inductivitatea medie de dispersie a unei secțiuni; $\Delta\lambda$ — abaterea inductivității de dispersie a unei secțiuni față de valoarea medie; k — coeficient adimensional, funcție de modul de înfășurare; C — capacitatea medie între două secțiuni ale înfășurării.

Primul termen reprezintă eroarea predominantă la frecvențe joase. Folosind un material magnetic cu permeabilitate mare și pierderi mici și asigurînd abateri de rezistență ΔR mici, el poate fi micșorat sub 0,1 ppm.

Al doilea termen este de regulă neglijabil datorită modului de bobinare folosit la toate divizoarele inductive: conductoarele celor 10 secțiuni se taie din același mosor de sîrmă, la lungimi egale, se răsucesc între ele pentru a forma o funie și se bobinează sub această formă pe miezul toroidal, astfel ca funia să umple uniform întreaga circumferință a torului. După aceasta, capetele conductoarelor se leagă între ele pentru înserierea secțiunilor. În acest fel secțiunile vor fi dispuse în poziții reciproce statistic identice, obținîndu-se inductivități de dispersie relativ mici și cu abateri maxime de 1—2% între ele. Rezistențele secțiunilor vor fi și ele de valori apropiate.

Al treilea termen din expresia (3.38) a erorii reprezintă eroarea la frecvențe înalte. Analiza schemei echivalente a divizorului inductiv [26], ținînd seama de prezența unor capacități statistic egale ale fiecăruia din perechile celor 10 conductoare ale secțiunilor (în total $\binom{2}{11} = 11 \cdot 10/2 = 55$ capacități), arată că la $K = 0{,}5$ (priza mediană) datorită simetriei eroarea este zero, la $K < 0{,}5$ predomină efectul capacităților față de secțiunile superioare, ceea ce conduce la o eroare de raport negativă, iar la $K > 0{,}5$ predomină efectul capacităților față de secțiunile inferioare, producînd o eroare de raport pozitivă. Rezultă o curbă tipică în S a erorilor la frecvențe înalte (fig. 3.41). Divizoarele inductive construite pentru frecvențe între 50 și 2 000 Hz, au la 1 000 Hz erori de 0,1—1 ppm, crescînd la 10—20 ppm la 10 kHz.

Erori suplimentare apar la divizoarele inductive cu mai multe decade din cauza influenței reciproce a decadelor interconectate.

Divizoarele inductive de construcție uzuală* au 7 decade (rezoluție 10^{-7}), funcționează de la $f = 50$ Hz la $f = 10$ kHz, admit o tensiune de intrare de 300 V la $f \geqslant 400$ Hz și proporțional mai mică la $f < 400$ Hz, au impedanță de intrare de 30—300 kΩ și impedanță de ieșire variabilă cu raportul de divizare, între 0 și 5 Ω.

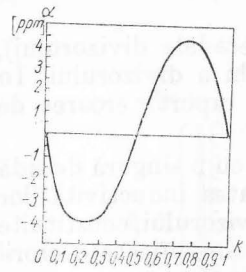


Fig. 3.41. Curbă tipică de erori la frecvențe înalte a unui divizor inductiv.

Scheme fundamentale de conectare a divizorului inductiv. În fig. 3.42 sînt date cele șase scheme fundamentale de conectare a unui divizor inductiv (se presupune că divizoarele de tensiune lucrează în gol și divizoarele de curent lucrează în scurtcircuit).

Conectarea conform fig. 3.42, *a* este cea obișnuită; raportul dintre tensiunea de ieșire U_2 și tensiunea de intrare U_1 este

$$\frac{U_2}{U_1} = K, \tag{3.39}$$

unde K este raportul de divizare (citit direct pe decadele divizorului).

În fig. 3.42, *b* este dată conectarea divizorului ca divizor inductiv de curent. Raportul curenților de ieșire și de intrare este

$$\frac{I_2}{I_1} = K, \tag{3.40}$$

adică egal și în acest caz cu raportul de divizare; și erorile divizorului în acest regim sînt practic egale cu erorile în regim de divizor de tensiune.

Conectarea din fig. 3.42, *c* se utilizează pentru obținerea a două tensiuni de ieșire U_2' și U_2'' într-un raport cunoscut, egal cu

$$\frac{U_2'}{U_2''} = \frac{1 - K}{K}. \tag{3.41}$$

În mod similar pot fi obținuți doi curenți într-un raport cunoscut (fig. 3.42, *d*):

$$\frac{I_2'}{I_2''} = \frac{K}{1 - K}. \tag{3.42}$$

Circuitul din fig. 3.42, *e*, pentru cazul $U_2 = 0$, conduce la

$$\frac{U_1'}{U_1''} = \frac{1 - K}{K}, \tag{3.43}$$

adică poate servi la compararea tensiunilor U_1' și U_1'', dacă la ieșire se conectează un indicator de nul (dispozitivul poate fi numit *comparator inductiv de tensiune*).

* De exemplu divizorul inductiv DIT — 4 produs de *INM*, București.

Circuitul dual este reprezentat în fig. 3.42, *f*; pentru ca $I_2 = 0$ este necesar ca

$$\frac{I_2'}{I_2''} = \frac{K}{1 - K}, \tag{3.44}$$

obținîndu-se astfel un circuit de comparare a doi curenți *(comparator inductiv de curent)*.

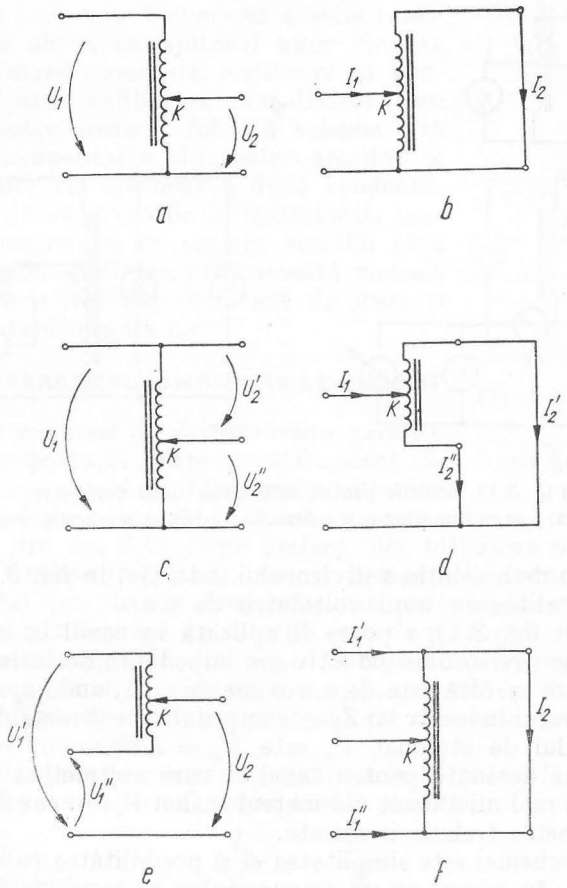


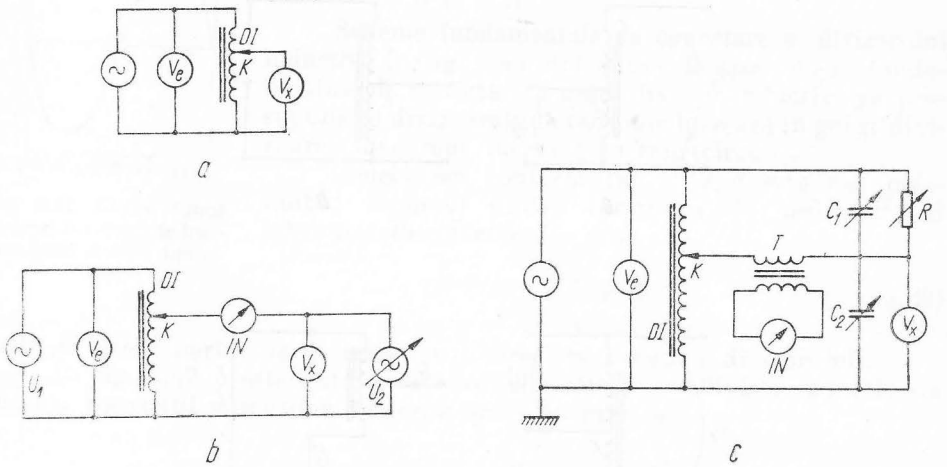
Fig. 3.42. Moduri fundamentale de conectare a divizorului inductiv:

a — ca divizor de tensiune; *b* — ca divizor de curent; *c* — ca autotransformator de raport de tensiune; *d* — ca autotransformator de raport de curent; *e* — ca comparator inductiv de tensiune; *f* — ca comparator inductiv de curent.

Toate aplicațiile divizorului inductiv în decade sînt bazate în esență pe aceste scheme fundamentale. Astfel, circuitul din fig. 3.42, *a* este folosit pentru generarea unei tensiuni alternative, variabilă în decade și precis cunoscută, de exemplu pentru calibrarea unui voltmetru de c.a., a unui alt

divizor, a unui atenuator sau amplificator etc. În mod corespunzător, circuitul din fig. 3.42, *b* poate fi folosit pentru generarea unui curent alternativ, variabil și cunoscut, la calibrarea unui ampermetru. Ambele circuite mai pot fi utilizate pentru extinderea limitelor de măsurare ale unui voltmetru, compensator de c.a. etc.

Circuitele din fig. 3.42, *c*, *d*, *e* și *f* sînt utilizate în special la compararea impedanțelor (exemple sînt date la § 4.5.2).



c *b* *c*

Fig. 3.43. Scheme pentru calibrarea unui voltmetru;
a — direct; *b* — cu compensare; *c* — realizarea practică a schemei precedente.

Ca exemplu de aplicație a divizorului inductiv, în fig. 3.43 sînt arătate scheme pentru calibrarea unui voltmetru de c.a.

Schema din fig. 3.43, *a* poate fi aplicată în cazul în care voltmetrul conectat la ieșirea divizorului inductiv are impedanță de intrare suficient de mare (eroarea care rezultă este de aproximativ z_2/Z_v unde z_2 este impedanța de ieșire a divizorului inductiv iar Z_v este impedanța voltmetrului). Tensiunea aplicată aparatului de etalonat V_x este $U_x = KU_e$.

Schema este desenată pentru cazul în care voltmetrul de calibrat V_x măsoară tensiuni mai mici decît voltmetrul etalon V_e; în caz contrar locurile celor două voltmetre trebuie inversate.

Avantajul schemei este simplitatea ei și posibilitatea calibrării în limite largi de tensiune, în raport cu un singur etalon de tensiune fixă.

Practic, schema din fig. 3.43, *a* are o aplicație largă la calibrarea voltmetrelor și milivoltmetrelor electronice de c.a., inclusiv cele digitale. Acestea au impedanță de intrare mare și în majoritatea cazurilor pot fi calibrate la o frecvență de ordinul 1 000 Hz, la care divizoarele inductive uzuale admit o tensiune de intrare pînă la 200—300 V. Dacă se ia ca etalon un aparat de 1 V, 10 V, sau 100 V, tensiunea de ieșire poate fi citită direct pe decadele divizorului. Rezoluția maximă poate fi de 1 μV sau chiar de 0,1 μV.

Schema din fig. 3.43, *b* este utilă pentru calibrarea voltmetrelor de impedanță mai mică (de exemplu sub 10—20 kΩ). Tensiunea auxiliară U_2

se reglează în amplitudine și în fază pînă cînd indicatorul de nul IN arată echilibrul circuitului; în acest caz $\dot{U}_2 = K\dot{U}_1$.

În fig. 3.44, *a* este dată schema generală de calibrare a unui divizor de tensiune D, care poate fi un divizor rezistiv, inductiv sau capacitiv, un atenuator etc. Tensiunea $U\varphi$ este o tensiune defazată cu 90° față de tensiunea sursei, necesară pentru compensarea diferenței unghiurilor de fază ale celor două divizoare. Generarea acestei tensiuni se face de obicei cu ajutorul unor circuite pasive, prin introducerea de rezistoare și condensatoare. Pentru calibrarea unui divizor (sau atenuator) rezistiv poate fi folosită schema din fig. 3.44, *b*. Compensarea diferenței erorilor de fază se face aici cu ajutorul a două condensatoare C_1 și C_2. Întrucît erorile divizoarelor de tensiune uzuale pentru c.c. nu variază sensibil pînă la frecvențe de 50—150 Hz, prin această metodă pot fi calibrate la frecvențe suficient de joase și divizoarele de tensiune de c.c.

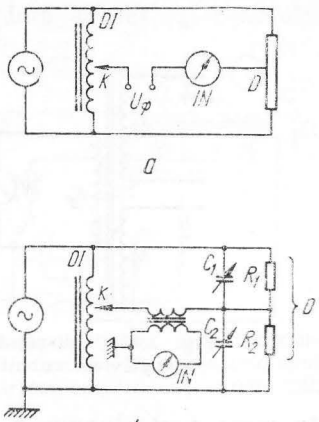


Fig. 3.44. Calibrarea unui divizor de tensiune:
a — schema geenerală; *b* — calibrarea unui divizor rezistiv.

3.4.4. COMPARATORUL INDUCTIV DE CURENT

Un DIR cu două intrări și o ieșire permite determinarea raportului dintre curenții aplicați la intrări, prin aducerea la echilibru a dispozitivului (semnal zero la ieșire). Această funcțiune o poate asigura un divizor inductiv, în conexiunea din fig. 3.42, *f*. Se preferă însă utilizarea unui dispozitiv cu trei înfășurări izolate (fig. 3.45), numit **comparator inductiv de curent.** Pe un miez toroidal sînt dispuse două înfășurări parcurse de curenții alternativi de comparat și o înfășurare de detecție (sau de măsurare) destinată să indice anularea fluxului magnetic din miez. O înfășurare suplimentară (numită, de obicei, de compensație) poate servi la ajustarea fină a echilibrului, curentul din această înfășurare fiind proporțional cu diferența solenațiilor produse de curenții de comparat.

La echilibrul comparatorului tensiunea la bornele înfășurării de detecție este nulă și din anularea solenației totale rezultă

$$\frac{I_1}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1}, \tag{3.45}$$

deci raportul curenților este dat de raportul dintre numerele de spire ale înfășurărilor principale.

Sensibilitatea comparatorului inductiv de curent poate fi definită ca raportul dintre tensiunea la bornele înfășurării de detecție și curentul total de magnetizare, redus la una dintre înfășurări

$$S = \frac{U_d}{I_2 + \frac{N_1}{N_2} I_1}. \tag{3.46}$$

Pe baza circuitului echivalent din fig. 3.46 se obține următoarea expresie a sensibillității (neglijîndu-se efectul pierderilor în miez):

$$S = \frac{1}{-\mathrm{j}\dfrac{l}{\omega\mu_0\mu_r A N_2 N_d}\left(1+\dfrac{Z_d}{Z_s}\right)+\dfrac{N_d}{N_2}\cdot\dfrac{1}{Z_s}}, \tag{3.47}$$

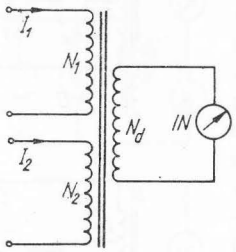


Fig. 3.45. Comparator inductiv de curent.

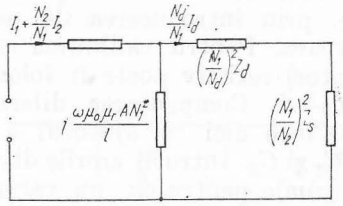


Fig. 3.46. Schema echivalentă a comparatorului inductiv de curent.

în care: l este lungimea medie a circuitului magnetic; μ_r — permeabilitatea relativă a miezului; A — aria secțiunii miezului; Z_d — impedanța serie a înfășurării de detecție (rezistența și reactanța de dispersie); Z_s — impedanța conectată la înfășurarea de detecție.

De exemplu, dacă $f = 50$ Hz, $\mu_r = 10^4$, $A = 4$ cm^2, $N_2 = 10^2$, $N_d = 10^3$, $l = 30$ cm, $Z_s = 10^5\ \Omega$, $Z_d \ll Z_s$, sensibilitatea este $S = 530\ \Omega$; cu un indicator de nul avînd pragul de sensibilitate de 1 μV se poate detecta o variație de circa $2 \cdot 10^{-8}$ A a curentului I_2.

Sensibilitatea mai poate fi mărită prin acordarea înfășurării de detecție cu ajutorul unui condensator conectat la bornele sale; această proprietate reiese tot din formula (3.47).

Principala sursă a erorilor comparatorului inductiv de curent, la frecvențe joase este dispersia magnetică a sistemului de înfășurări (primară, secundară și de detecție). Din analiza sistemului [32] se deduce

$$\varepsilon = \mathcal{R}\,\frac{\lambda_1 - \lambda_2}{N_d^2} \tag{3.48}$$

unde $\mathcal{R}$ este reluctanța miezului, iar λ_1, λ_2 sînt inductivitățile de dispersie ale înfășurării de detecție în raport cu înfășurările *1* și *2*. Rezultă că eroarea ε depinde de reluctanța miezului (este proporțională cu $\mathcal{R} = \mu_r A/l$) și de configurația înfășurărilor; pentru a reduce această eroare este necesar ca înfășurarea de detecție să fie plasată sub înfășurările *1* și *2*, pasul ei de bobinare să fie uniform, miezul să fie omogen (μ_r uniform în lungul torului), și înfășurările *1*, *2* să fie așezate cît mai aproape una de alta.

Erorile datorite capacităților înfășurărilor sînt neglijabile la frecvența de 50 Hz, dacă înfășurarea de detecție este ecranată electrostatic față de celelate înfășurări. La frecvențe mai înalte sau în cazul înfășurărilor cu multe spire ele însă trebuie luate în considerare.

Au fost realizate comparatoare inductive de curent cu miezuri magnetice duble și triple [31], pe principii asemănătoare transformatoarelor de curent în două trepte (numite *comparatoare de curent compensate*). Acestea au erori foarte mici și posibilități sporite de utilizare în diferite circuite de măsurare.

Comparatoarele inductive de curent nu se construiesc ca aparate de sine stătătoare. Ele constituie partea esențială a unor aparate și instalații cum sînt: compensatoare de c.a., aparate pentru calibrarea transformatoarelor de curent și a transformatoarelor de tensiune, punți de capacitate și tangentă a unghiului de pierderi sau alte tipuri de punți de c.a.

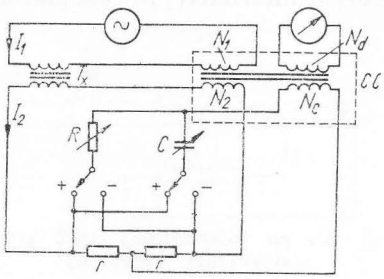


Fig. 3.47. Calibrarea unui transformator de curent T_x cu ajutorul unui comparator inductiv de curent *CC*.

Ca ilustrare a aplicațiilor comparatorului inductiv de curent, în fig. 3.47 este dată o schemă pentru calibrarea transformatoarelor de curent. Raportul N_1/N_2 al comparatorului *CC* este egal cu raportul nominal de transformare al transformatorului de calibrat T_x. Înfășurările primare ale *CC* și T_x sînt legate în serie și parcurse de curentul primar la care se face calibrarea. Înfășurările lor secundare sînt de asemenea în serie, închise pe impedanța de sarcină a lui T_x. În acest fel, solenația totală aplicată comparatorului este egală cu curentul de eroare al lui T_x. Această *solenație de eroare* este compensată cu un curent prin înfășurarea de compensație a lui *CC*, care are două componente: $(r/R)\,I_2$ în fază cu I_2 și $r\omega CI_2$ în cuadratură cu I_2 (cu condițiile $r \ll R$ și $r \ll 1/\omega C$).

Erorile lui T_x sînt date de

$$\varepsilon = \frac{r}{R}\,\frac{N_c}{N_2}\,; \qquad \delta = r\omega C\,\frac{N_c}{N_2}\,. \tag{3.49}$$

Precizia calibrării poate ajunge la 1—3 ppm.

3.5. MĂSURAREA TENSIUNII ALTERNATIVE PRIN COMPENSARE. COMPENSATOARE DE C.A.

Măsurarea tensiunii alternative prin compensare se face în principiu, ca și în curent continuu: tensiunea de măsurat este aplicată în opoziție cu o tensiune variabilă cunoscută: egalitatea celor două tensiuni se constată cu ajutorul unui indicator de nul de c.a. Spre deosebire de compensarea în c.c., la compensarea în c.a. nu este suficient ca amplitudinile, valorile efective sau alte valori caracteristice ale celor două tensiuni să fie egale, ci este necesar ca frecvențele tensiunii de măsurat U_x și a tensiunii de compensare U_c să fie egale, iar defazajul dintre ele să fie constant și egal cu π.

În ce privește forma de semnal a celor două tensiuni, ele trebuie să fie ambele sinusoidale sau cvasi-sinusoidale. Eventuale diferențe în conținutul lor de armonici nu are importanță prea mare, deoarece indicatorul de nul este practic totdeauna selectiv, răspunzînd numai la componenta fundamentală a diferenței $U_x - U_c$. În acest fel, metoda compensării în c.a. permite în toate cazurile *măsurarea numai a componentei armonice fundamentale* a tensiunii alternative U_x.

În principiu, compensatorul de curent alternativ se compune dintr-o sursă de tensiune alternativă reglabilă în modul și fază și un indicator de nul (fig. 3.48). Practic, tensiunea de compensare se obține totdeauna de la sursa care generează tensiunea de măsurat U_x, căci altfel ar fi greu să se asigure egalitatea riguroasă a celor două frecvențe. De aceea, compensatorul de curent alternativ, în cele mai multe cazuri, nu are o sursă proprie de referință

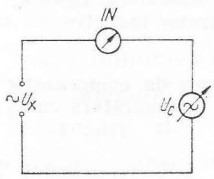
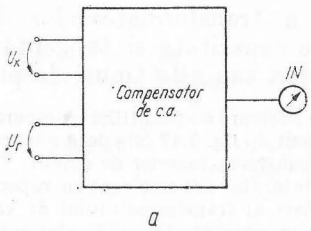


Fig. 3.48. Principiul metodei compensării pentru măsurarea tensiunii alternative.



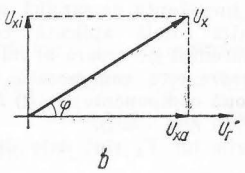


Fig. 3.49. Compensatorul de c.a. privit ca aparat pentru măsurarea raportului complex U_x/U_r:
a — aparatul; *b* — diagrama tensiunilor.

(cum au compensatoarele de curent continuu); tensiunea de referință se aplică din exteriorul compensatorului. În acest fel, compensatorul de curent alternativ poate fi privit ca un aparat care măsoară raportul dintre două tensiuni alternative U_x și U_r provenind de la aceeași sursă (de exemplu de la rețea), ambele tensiuni U_x și U_r fiind aplicate compensatorului, la două perechi de borne diferite (fig. 3.49, a).

Compensatorul de c.a. afișează două mărimi, corespunzătoare celor două condiții de nul necesare în curent alternativ. După mărimile afișate, se deosebesc două categorii de compensatoare de curent alternativ: **compensatoare în coordonate rectangulare** (sau cartesiene), care măsoară componentele U_{xa} și U_{xr} ale vectorului U_x (fig. 3.49 ,*b*), în raport cu tensiunea de referință U_r și **compensatoare în coordonate polare,** care măsoară modulul vectorului U_x și unghiul său de fază φ în raport cu tensiunea de referință U_r. Compensatoarele în coordonate polare sînt folosite rar, ele avînd o importanță doar istorică.

3.5.1. COMPENSATOARE DE C.A. CU POTENȚIOMETRE

Schema de principiu a unui compensator în coordonate rectangulare este reprezentată în fig. 3.50. Tensiunea de referință U_r se aplică prin intermediul unui transformator T potențiometrului R_1, prin care generează un curent I_1 în fază cu U_r. Tensiunea variabilă dintre punctele O și A ale potențiometrului este deci în fază sau în opoziție cu U_r. În secundarul bobinei de inductivitate mutuală M ia naștere o tensiune defazată la $\pi/2$ față de I_1, deci curentul I_2 este și el defazat la $\pi/2$ față de I_1(deoarece inductivitatea secundarului lui M este neglijabilă). Tensiunea variabilă dintre punctele O și B ale potențiometrului R_2 este deci defazată la $\pm\pi/2$ față de I_1 și față de U_r. Ca rezultat, se obține între A și B o tensiune de compensare

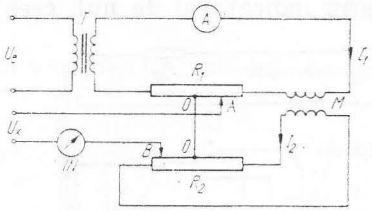


Fig. 3.50. Compensator de c.a. în coordonate rectangulare.

$$U_c = U_{OA} + jU_{OB}, \tag{3.50}$$

compusă din două tensiuni, una în fază cu U_r și alta în cuadratură cu U_r, reglabile ca valoare și semn. Prin deplasarea cursoarelor potențiometrelor R_1 și R_2 pînă la anularea curentului în indicatorul de nul IN se obține $U_r = U_x$ astfel, încît tensiunile U_{OA} și U_{OB} vor fi egale cu componentele vectorului U_x în raport cu U_r. Potențiometrele R_1 și R_2 sînt gradate direct în valori ale acestor componente.

Compensatoare de acest tip se construiesc în special pentru frecvența de 50 Hz, cu o precizie de 0,5%, limite de măsurare pînă la cîțiva volți și prag de sensibilitate de zecimi de microvolt. La măsurarea tensiunilor mici este necesar să se ia precauții pentru evitarea perturbațiilor provocate de cîmpuri electrice și magnetice exterioare, cuplaje parazite etc.

Există și compensatoare de c.a. pentru intervale de frecvență mai largi, de exemplu între 1,5 Hz și 5 kHz [33]. Alte tipuri de compensatoare de c.a. sînt de precizie ridicată (0,1% sau 0,2%). Se construiesc de asemenea compensatoare de c.a. care prin intermediul unor convertoare adecvate, măsoară rapoarte complexe tensiune/tensiune, tensiune/curent, curent/tensiune și curent/curent, putînd servi și la determinarea erorilor transformatoarelor de tensiune și de curent, cu citire directă a erorii de raport și a erorii de unghi.

3.5.2. COMPENSATOARE DE C.A. BAZATE PE COMPARATORUL INDUCTIV DE CURENT

Un compensator universal de c.a., bazat pe comparatorul inductiv de curent (§ 3.4.4.), are schema de principiu din fig. 3.51 [34]. Tensiunea de măsurat U_x dă naștere, prin rezistorul adițional R_{ad}, unui curent I_x care străbate înfășurarea de N_x spire. Tensiunea de referință U_r, prin intermediul transformatorului T, generează doi curenți: I_1 prin rezistorul R_1 în fază cu U_r și I_2 prin condensatorul C, defazat la 90° față de U_r. Rezultă:

$$I_x = \frac{U_x}{R_{ad}}; \tag{3.51}$$

$$I_1 = \frac{U_r}{R}; \tag{3.52}$$

$$I_2 = j\omega C U_r, \tag{3.53}$$

unde raportul de transformare al transformatorului T a fost considerat egal cu 1. Prin varierea numerelor de spire N_1 și N_2 se obține anularea curentului prin indicatorul de nul, ceea ce înseamnă

$$N_x I_x = N_1 I_1 + N_2 I_2, \tag{3.54}$$

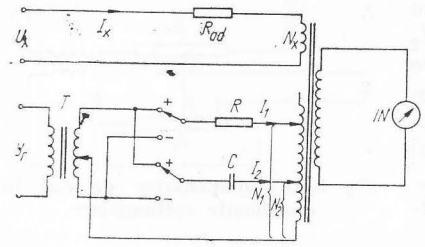


Fig. 3.51. Compensator universal de c.a. folosind principiul comparatorului inductiv de curent.

sau

$$\frac{U_x}{R_{ad}} = N_1 \frac{U_r}{R} + jN_2\omega C U_r, \tag{3.55}$$

de unde

$$U_x = \left(\frac{N_1}{N_x}\frac{R_{ad}}{R} + j\frac{N_2}{N_x}\omega C\right) U_r. \tag{3.56}$$

Componentele complexe ale lui U_x în raport cu U_r sînt deci proporționale cu numerele de spire N_1, respectiv N_2.

Schema din fig. 3.52 evidențiază modul de măsurare a rapoartelor complexe I_x/I_r, U_x/U_r, U_x/I_r și I_x/U_x, unde U_x și I_x sînt mărimi necunoscute, iar U_r și I_r sînt mărimi de referință.

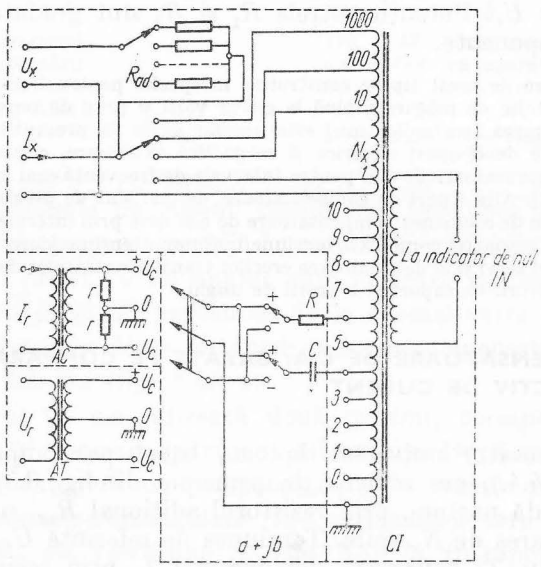


Fig. 3.52. Schema de principiu a comparatorului universal de c.a., care evidențiază măsurarea rapoartelor U_x/U_r, I_x/I_r, U_x/I_r și I_x/U_r.

Curentul I_x se aplică direct înfășurării N_x, pe 1 000, 100, 10 sau 1 spiră, iar tensiunea U_x se aplică aceleiași înfășurări, prin rezistoare adiționale comutabile R_{ad}. Curentul de referință I_r este convertit în tensiunea de referință $\pm U_c$, cu ajutorul adaptorului AC, constînd dintr-un

transformator de curent și două rezistoare r în serie. Tensiunile $\pm U_c$ generează, prin rezistorul R și prin condensatorul C, curenții de compensare în fază și respectiv în cuadratură, care parcurg un număr variabil de spire ale înfășurării N_c. Tensiunea de referință U_r este aplicată adaptorului AT (un transformator de tensiune cu priză mediană în secundar), dînd naștere la tensiunea de referință $\pm U_c$. Dispozitivul de echilibrare $a + jb$ este astfel realizat încît mărimile

$$a = \frac{N_1}{R} \quad \text{și} \quad b = N_2 \omega C \tag{3.57}$$

pot fi variate independent, în trei decade, cu citire directă a valorilor lor. Mărimile măsurate se exprimă în modul următor:

$$\frac{I_x}{I_r} = K_I (\pm a \pm jb); \tag{3.58}$$

$$\frac{U_x}{U_r} = K_U (\pm a \pm jb); \tag{3.59}$$

$$\frac{U_x}{I_r} = K_Z (\pm a \pm jb); \tag{3.60}$$

$$\frac{I_x}{U_r} = K_Y (\pm a \pm jb), \tag{3.61}$$

unde $K_I = N_1 r / N_x$, $K_U = N_2 R_{ad} / N_x$, $K_Z = N_1 r R_{ad} / N_x$ și $K_Y = N_2 / N_x$ sînt constante ale aparatului, cu valori de forma 10^n, afișate pentru fiecare gamă de măsurare.

Aparatul* măsoară curent între 10^{-8} și 1 A, tensiune între 10^{-6} și 10^2 V, impedanță (în conexiune cuadripolară) între 10^{-5} și 10^2 Ω și admitanță între 10^{-8} și 10^{-2} S la 50 Hz, cu precizie de 0,5%. El poate fi utilizat și la verificarea transformatoarelor de curent și de tensiune, cu metoda diferențială (prin comparație cu transformatoare etalon).

3.6. MĂSURAREA TENSIUNILOR ALTERNATIVE FOARTE MICI

În diferite aplicații tehnice și științifice intervine deseori necesitatea măsurării unor tensiuni alternative foarte mici, provenind de la surse a căror putere disponibilă poate fi de același ordin de mărime cu puterea de zgomot sau sensibil mai mică decît aceasta. Exemple de asemenea aplicații se găsesc în radioastronomie și cercetări cosmice, rezonanța magnetică nucleară sau rezonanța electronică de spin, măsurări de temperatură cu mare precizie, diferite măsurări fotometrice și spectrometrice, măsurarea tensiunilor Hall, punți de curent alternativ de mare sensibilitate, sisteme de reglaj automat speciale.

Tensiunile de măsurat pot proveni de la surse de curent alternativ propriu-zise, sau de la surse de curent continuu, prin modulare (de exemplu, modulare optică prin discuri cu sectoare, sau modulare electromecanică, prin comutare). În ambele cazuri, frecvența semnalului se situează de cele mai multe ori în domeniul audiofrecvențelor. Dacă frecvența de lucru sau intervalul frecvențelor de lucru poate fi ales de experimentator, principalul criteriu trebuie să fie obținerea unui raport semnal/zgomot maxim (alegerea frecvenței este posibilă, de exemplu, dacă semnalul provine de la o sursă de c.a.

* Fabricat de *I.N.M.* București sub denumirea *Compensator universal de c.a.* tip UIZY 1.2.

care aparține ansamblului de măsurare, sau în cazul semnalelor modulate). În acest scop, trebuie avute în vedere următoarele considerente: a. la frecvențe relativ joase, sub 200—500 Hz, zgomotul de tip $1/f$ al dispozitivelor electronice este important, iar perturbațiile generate de rețeaua de alimentare și alte surse de putere sînt mai greu de evitat; b. la frecvențe relativ înalte, peste 10—20 kHz, dificultățile tehnice legate de amplificare, modulare, demodulare etc. cresc simțitor, iar efectul reactanțelor parazite din circuitul de măsurare devine mai important. Rezultă că, pentru a se putea obține un raport semnal/zgomot maxim, intervalul optim de frecvență este între 0,2 și 20 kHz.

Ca și la măsurarea semnalelor continue slabe, micșorarea pragului de sensibilitate este posibilă — dacă măsurarea se face la o temperatură dată — numai prin îngustarea benzii de frecvență a măsurării sau, ceea ce este echivalent, prin lungirea duratei măsurării (§ 1.3.3 și § 2.6.1). O cale de a măsura tensiuni alternative slabe este deci utilizarea unui filtru trece-jos la ieșire, după detecție, cu o constantă de timp τ cît mai mare. Evident, în acest mod crește și timpul de răspuns al aparatului care este de aproximativ $(3—5)\tau$. Mărirea lui τ este astfel limitată de considerente practice. Pe de altă parte, dacă semnalul perturbator la intrare este constituit din componente numeroase de frecvențe diferite, acestea dau, prin interferență în detector și componente de frecvență foarte joasă, care se suprapun la ieșire peste semnalul util. Din această cauză, numai prin creșterea lui τ nu se poate obține o îmbunătățire substanțială a raportului semnal/zgomot la ieșire. Este necesară și reducerea benzii de frecvență B a amplificatorului care precede detectorul. Se poate arăta [35] că, dacă la intrare se aplică un zgomot cu spectru continuu (zgomot alb) cu densitatea spectrală constantă p_0, pentru a avea la ieșirea unui detector liniar sau pătratic, un raport semnal/zgomot egal cu unitatea, trebuie aplicat la intrare un semnal util de valoare efectivă

$$U_1 = \sqrt{p_0 \cdot \sqrt[4]{\frac{B}{2\tau}}}. \tag{3.62}$$

Se poate arăta de asemenea că cel mai bun compromis între timpul de răspuns și raportul semnal/zgomot se obține dacă $B = 2/\tau$ (în acest caz, selectivitatea amplificatorului și constanta de timp a filtrului de ieșire contribuie în mod egal la timpul de răspuns). Această condiție este greu de îndeplinit practic, deoarece implică realizarea unei selectivități foarte ridicate a amplificatorului (cu excepția frecvențelor foarte joase).

Pragul de sensibilitate poate fi redus mai mult dacă la detecție se ține seama nu numai de frecvența semnalului util, ci și de faza acestuia. În locul detecției obișnuite, se efectuează în acest scop o detecție sincronă (detecție coerentă sau detecție de fază), cu ajutorul unui detector comandat de un semnal periodic (semnal de referință). Detectorul sincron ideal selectează din semnalul de intrare numai componentele a căror frecvență și fază coincide cu frecvența și faza semnalului de referință. Analiza teoretică [35] arată că în cazul detecției sincrone ideale raportul semnal/zgomot la ieșire nu depinde de banda de frecvență a amplificatorului care precede detectorul, ci numai

de constanta de timp a filtrului după detector. Semnalul de intrare minim, la un raport semnal/zgomot unitar, este în acest caz

$$U_1 = \sqrt{p_0} \cdot \sqrt{\frac{1}{4\tau}}, \tag{3.63}$$

unde p_0 este densitatea spectrală a zgomotului la intrare. Comparînd această formulă cu (3.62), se constată avantajul detecției sincrone: atît raportul semnal/zgomot, cît și timpul de răspuns depind numai de τ, a cărui realizare practică și modificare nu reclamă nici o complicație deosebită.

Folosind detecția sincronă, cu constantă de timp mare a filtrului trece-jos, pot fi detectate și măsurate tensiuni alternative de mii de ori mai mici decît tensiunile perturbatoare necorelate suprapuse.

3.6.1. CIRCUITUL DE INTRARE AL APARATELOR PENTRU MĂSURAREA TENSIUNILOR ALTERNATIVE FOARTE MICI

Oricare ar fi tipul și destinația unui aparat pentru măsurarea tensiunilor alternative mici — microvoltmetru sau nanovoltmetru selectiv, cu detecție de modul sau cu detecție sincronă, indicator de nul etc. — circuitul său de intrare este un amplificator a cărui principală funcțiune este asigurarea unui raport semnal/zgomot satisfăcător, în condițiile de funcționare ale aparatului. Spre deosebire de amplificatoarele de c.c., unde factorul de zgomot F depinde numai de rezistența sursei R_s, la amplificatoarele de c.a. factorul de zgomot este funcție și de rezistența sursei, și de frecvență. La proiectarea amplificatorului funcționarea sa trebuie optimizată, ținînd seama de această dublă dependență a factorului de zgomot, în întregul interval al rezistenței sursei și al frecvenței de lucru. În general, dependența $F(R_s)$ poate fi analizată pe baza unor considerente asemănătoare cu cele de la amplificatoarele de c.c. pentru semnale mici (§ 2.6.1). Se ajunge și în acest caz la concluzia că există o rezistență de sursă optimă, egală cu raportul dintre tensiunea de zgomot și curentul de zgomot ale amplificatorului:

$$R_{s\,opt} = \frac{E_{zg}}{I_{zg}}. \tag{3.64}$$

Atît E_{zg}, cît și I_{zg} depind de frecvență, ceea ce are ca rezultat dependența de frecvență și a rezistenței optime $R_{s\,opt}$.

În amplificatorul de intrare se utilizează tranzistoare sau tuburi electronice cu zgomot redus. Atît la tranzistoare, cît și la tuburi există un regim optim din punctul de vedere al zgomotului, de obicei la un curent de colector foarte mic, respectiv curent anodic foarte mic (rezistență de sarcină mare).

Practic se utilizează curbe ale factorului de zgomot în funcție de R_s și f, ca în fig. 3.53. Se observă că factorul de zgomot rămîne la valori relativ mici în interiorul unui *dreptunghi* suficient de mare pentru aplicațiile obișnuite, limitat de două valori ale rezistenței sursei $R_{s\,min}$ și $R_{s\,max}$ și două valori ale frecvenței f_{min} și f_{max}. De exemplu, în cazul curbelor din fig. 3.53, $F < 1$ dB pentru aproximativ $R_s = 10\,\text{k}\Omega - 1\,\text{M}\Omega$ și $f = 100\,\text{Hz} - 50\,\text{kHz}$. Dacă însă

valorile lui R_s și f se abat mult de la aceste intervale, F poate ajunge excesiv; astfel, la $R_s = 20\ \Omega$ și $f = 10$ Hz, rezultă $F = 30$ dB.

În cazul măsurării tensiunilor provenite de la surse de rezistență mică se pot utiliza transformatoare de intrare pentru adaptare. De exemplu, cu un transformator avînd raportul de transformare 1 : 100, impedanța echivalentă a unei surse cu $R_s = 10\ \Omega$ este transformată în 100 kΩ, valoare care se situează în zona rezistenței optime a sursei. În acest fel, pot fi măsurate tensiuni foarte mici, sub 1 nV. Transformatoare de intrare de bună calitate sînt însă greu de construit, din cauza cerințelor privind ecranarea (în special cea magnetică) și banda de frecvență de transmis.

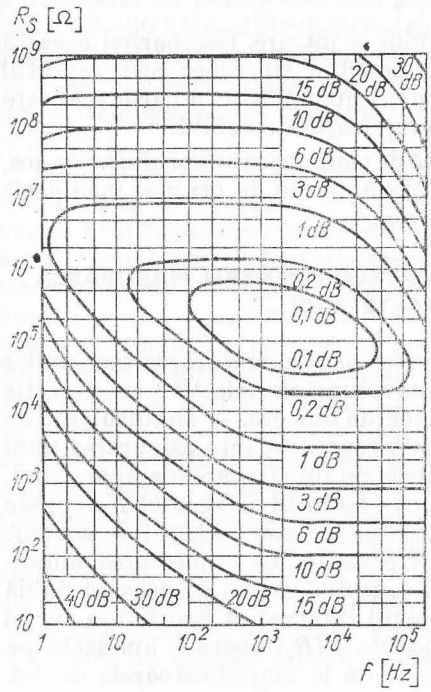


Fig. 3.53. Curbe tipice ale factorului de zgomot, în funcție de rezistența sursei (R_s) și frecvență (f).

3.6.2. MICROVOLTMETRE DE C.A. CU DETECȚIE DE MODUL

Aceste aparate folosesc amplificatoare selective pentru realizarea unui raport semnal/zgomot acceptabil în vederea măsurării tensiunilor alternative mici. O schemă bloc tipică de asemenea microvoltmetru este reprezentată în fig. 3.54.

Partea principală a aparatului care îi determină în mare măsură performanțele este amplificatorul selectiv. Acesta trebuie să funcționeze în întregul interval de frecvență al aparatului, cu posibilitatea varierii continue a frecvenței centrale sau cu mai multe frecvențe fixe. Un amplificator selectiv ideal ar trebui să asigure bandă de frecvență B constantă, independentă de frecvența centrală f_0, deoarece numai în acest fel zgomotul propriu ar fi și el independent de f_0. Acest lucru este însă imposibil de realizat practic, deoarece la frecvențe mai înalte efectul instabilității lui f_0 ar fi excesiv; la o mică variație a frecvenței centrale f_0 a amplificatorului sau a frecvenței f a semnalului, funcționarea ar fi compromisă. De obicei, se păstrează constant raportul B/f_0, ceea ce înseamnă că banda de frecvență este proporțional crescătoare cu frecvența, iar tensiunea de zgomot este proporțională cu $\sqrt{f_0}$. Această creștere a zgomotului cu frecvența este întrucîtva compensată de înrăutățirea factorului de zgomot al amplificatorului de intrare la frecvențe joase (datorită zgomotului de tip $1/f$). Ca rezultat, se obține o zonă centrală de frecvență cu zgomot relativ redus, cu o creștere simțitoare a zgomotului la frecvențe mai joase și mai înalte.

Principalele performanțe ale microvoltmetrelor selective cu detecție de modul sînt: frecvențe de lucru 1 Hz — 100 kHz, prag de sensibilitate în putere 10^{-15}—10^{-18} W, precizie 1,5—3%. Selectivitatea, exprimată prin factorul de calitate echivalent $Q_e = B/f_0$, este de $Q_e = 25 \ldots 100$, fixă sau reglabilă. Impedanța de intrare este de cel puțin 100 kΩ direct pe amplificator sau de 1—10 kΩ prin transformator ridicător de tensiune.

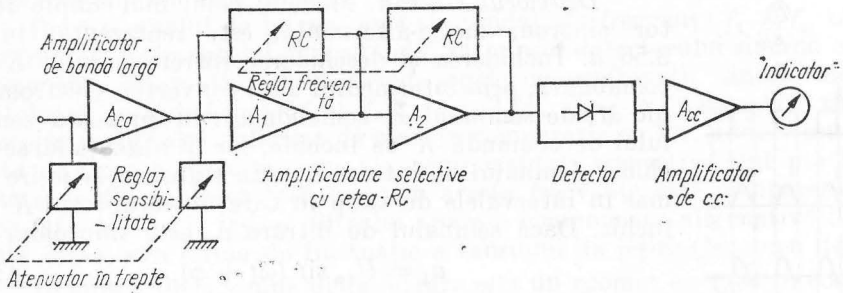


Fig. 3.54. Microvoltmetru selectiv de c.a. cu detecție de modul.

3.6.3. MICROVOLTMETRE DE C.A. CU DETECȚIE SINCRONĂ

Cunoscute și sub denumiri ca microvoltmetre cu detecție de fază, detecție coerentă sau detecție comandată (în engleză *lock-in voltmeter*), constituie aparate de utilizare tot mai largă pentru măsurarea tensiunilor alternative mici.

Schema bloc obișnuită a unui microvoltmetru cu detecție sincronă este reprezentată în fig. 3.55. Aparatul are două intrări: una pentru tensiunea de măsurat și alta pentru tensiunea de referință. Tensiunea de măsurat, împreună cu tensiunile de zgomot și alte tensiuni perturbatoare, este amplificată de amplificatorul de c.a. A_1 și aplicată detectorului sincron. Tensiunea de referință comandă un circuit de formare, de obicei un circuit basculant

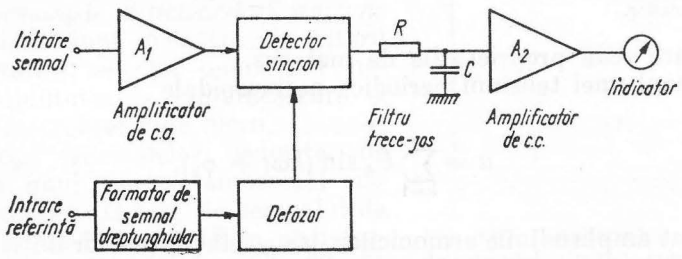


Fig. 3.55. Microvoltmetru de c.a. cu detecție sincronă.

bistabil, care generează un semnal dreptunghiular sincronizat cu tensiunea de referință. Faza semnalului dreptunghiular poate fi modificată cu ajutorul unui defazor realizat de obicei cu circuite integrate logice. După defazare, tensiunea dreptunghiulară este aplicată detectorului sincron, pentru comanda acestuia. Semnalul de la ieșirea detectorului sincron este trecut printr-un filtru trece-jos, amplificat în c.c. (de amplificatorul A_2) și afișat de un instrument analogic sau digital.

Detectorul sincron *selectează* din semnalul de intrare numai componentele care au aceeași frecvență și aceeași fază cu semnalul de referință. Celelalte componente apar la ieșirea detectorului sincron cu faze variabile în timp; după *mediere* prin filtrul trece-jos acestea sînt atenuate, cu atît mai mult cu cît variația în timp a fazelor este mai rapidă.

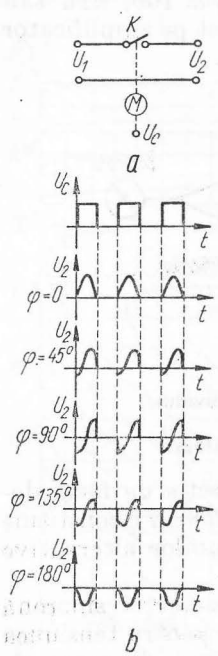


Fig. 3.56. Detector sincron monoalternanță:
a — model electromecanic; *b* — variația în timp a tensinilor.

Detectorul sincron. Modelul celui mai simplu detector sincron, mono-alternanță, este reprezentat în fig. 3.56, *a*. Închiderea și deschiderea întreruptorului K este comandată, prin intermediul unui convertor electromecanic M, de semnalul de comandă u_c: în prezența semnalului de comandă K se închide, iar în absența lui se deschide. Semnalul de intrare u_1 este transmis la ieșire numai în intervalele de timp în care întreruptorul K este închis. Dacă semnalul de intrare u_1 este sinusoidal

$$u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi), \tag{3.65}$$

iar semnalul de comandă u_c este dreptunghiular, de aceeași frecvență cu u_1 și cu fază inițială nulă, semnalul de ieșire u_2 va avea formele reprezentate în fig. 3.56, *b*, pentru diferite valori ale fazei φ. Se observă că u_2 are valoarea medie pozitivă pentru $0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$ și negativă pentru $\pi/2 < \varphi < \pi$, trecînd prin zero la $\varphi = \pi/2$. Valoarea medie este dată de

$$U_{2med} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} U_{1m} \sin(\omega t + \varphi)\, dt = \frac{1}{2\pi} U_{1m} \cos\varphi, \tag{3.66}$$

expresie care redă proprietățile de mai sus.

În cazul unei tensiuni periodice nesinusoidale

$$u = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \varphi_k), \tag{3.67}$$

unde U_k sînt amplitudinile armonicilor, iar φ_k sînt fazele lor inițiale, se obține

$$U_{2med} = \frac{1}{T}\sum_{k=1}^{\infty}\int_0^{T/2} U_k \sin(k\omega t + \varphi_k)\, dt = \frac{1}{2\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{U_k \cos\varphi_k}{k}[1-(-1)^k] \tag{3.68}$$

sau

$$U_{2med} = \frac{1}{2\pi}\left(U_1\cos\varphi_1 + \frac{1}{3}U_3\cos\varphi_3 + \frac{1}{5}U_5\cos\varphi_5 + \ldots\right). \tag{3.69}$$

Se observă că semnalul de ieșire depinde numai de armonicile impare ale semnalului de intrare. Armonicile pare au un efect nul, iar efectul armonicilor impare este invers proporțional cu ordinul armonicii.

Sensibilitatea detectorului sincron la armonicile superioare de ordin impar constituie o imperfecțiune a acestuia, care poate fi supărătoare în unele aplicații. Ea poate fi practic eliminată, dacă amplificatorul de c.a. care precede detectorul sincron este selectiv.

Dacă semnalul de intrare este sinusoidal, de frecvență $f_1 \neq f_c$, unde f_c este frecvența semnalului de comandă, răspunsul detectorului sincron conține componente alternative de frecvențe egale cu combinații liniare ale frecvențelor f_1 și f_c, de forma $|f_1 \pm f_c|$, $|f_1 \pm 3f_c|$, $|f_1 \pm 5f_c|$ etc. Atît timp cît aceste frecvențe sînt suficient de mari în comparație cu $1/\tau$, unde τ este constanta de timp a filtrului trece-jos, componentele respective sînt practic eliminate de filtru. Dacă însă una din aceste frecvențe este comparabilă sau mică față de $1/\tau$, la ieșirea filtrului apare o componentă alternativă de frecvență joasă, sub forma de fluctuație a tensiunii de ieșire (fenomen de *bătăi*)

În sfîrșit, dacă semnalul de intrare este un zgomot cu spectru continuu, detectorul sincron se comportă ca un filtru selectiv, avînd caracteristica de frecvență din fig. 3.57. Lărgimea benzii fiecăreia din *liniile* spectrale ale caracteristicii este egală cu dublul lărgimii de bandă a filtrului trece-jos de la ieșire.

În microvoltmetrele cu detecție sincronă se folosesc diferite scheme de detector sincron, cu diode, cu tranzistoare bipolare, cu tranzistoare cu efect de cîmp, cu circuite integrate etc. Cîteva scheme sînt reprezentate în fig. 3.58. Unele din ele sînt detectoare sincrone monoalternanță, corespunzătoare modelului electromecanic din fig. 3.56, *a*. Altele sînt detectoare sincrone bialternanță, care în a doua semiperioadă inversează faza semnalului de intrare, furnizînd la ieșire un semnal de valoare medie dublă față de detectoarele monoalternanță.

Performanțele detectoarelor sincrone sînt apreciate după următoarele criterii mai importante: rejecția semnalelor nedorite, posibilitatea de supraîncărcare și intervalul frecvențelor de lucru.

Rejecția semnalelor nedorite, de exemplu a unui semnal sinusoidal sincron, defazat la $\pi/2$ față de semnalul de comandă, poate fi de 40 dB la un detector sincron obișnuit, dar ajunge la 60—80 dB și mai mult la un detector sincron de bună calitate.

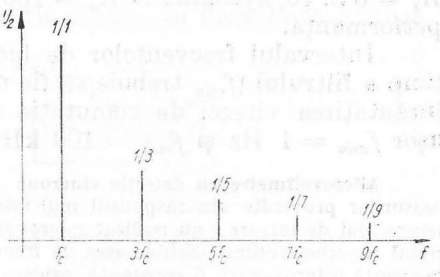


Fig. 3.57. Caracteristica de frecvență a detectorului sincron considerat ca un filtru selectiv.

Posibilitatea de supraîncărcare reprezintă un criteriu foarte important pentru detectarea semnalelor slabe, acoperite de perturbații puternice. Într-adevăr, dacă amplitudinea perturbațiilor depășește zona de liniaritate a detectorului, acesta își pierde proprietățile specifice și generează semnale de ieșire false. De aceea, este necesar ca detectorul sincron să fie liniar într-o

zonă care să depășească cu mult plaja semnalelor utile de intrare. Se definește factorul de supraîncărcare K_s ca raport între semnalul maxim de intrare pentru răspuns liniar și semnalul nominal de intrare, corespunzător extremității gamei de măsurare a aparatului. La microvoltmetre cu performanțe modeste

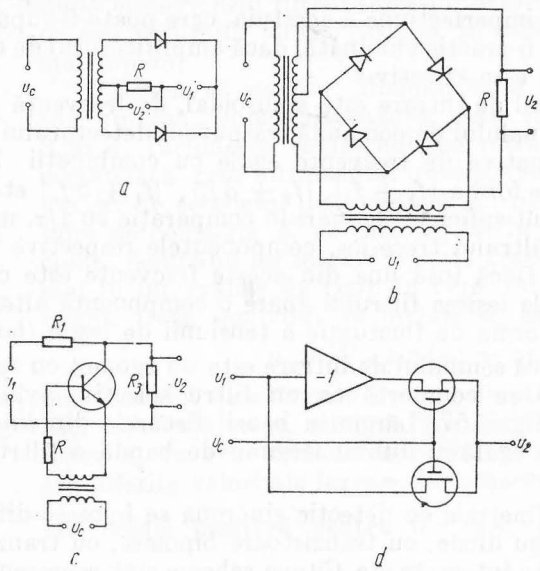


Fig. 3.58. Detectoare sincrone:
a — cu diode, monoalternanță; *b* — cu diode, bialternanță (detector în inel); *c* — cu tranzistor, monoalternanță; *d* — cu amplificator inversor și comutatoare electronice, bialternanță.

$K_s = 3 \ldots 10$, ajungînd la $K_s = 100$ sau chiar $K_s > 1000$ la aparate de înaltă performanță.

Intervalul frecvențelor de lucru este limitat inferior de constanta de timp a filtrului (f_{min} trebuie să fie mare în comparație cu $1/\tau$) și superior de înrăutățirea vitezei de comutație a detectorului. Practic se obține relativ ușor $f_{min} = 1$ Hz și $f_{max} = 100$ kHz.

Microvoltmetre cu detecție sincronă și schimbare de frecvență. Pentru înlăturarea neajunsurilor provenite din răspunsul multiplu al detectorului sincron la armonicile impare ale semnalului de intrare s-au realizat microvoltmetre cu schimbare de frecvență [36], după principiul superheterodinei. Schimbarea de frecvență este făcută pentru a se obține un semnal de frecvență intermediară f_i constantă, oricare ar fi frecvența semnalului de intrare. Frecvența f_i este aleasă suficient de înaltă pentru ca *frecvența imagine* care rezultă la schimbarea de frecvență să fie mult peste frecvența limită superioară a aparatului. Semnalul de frecvență intermediară este amplificat într-un amplificator selectiv, care elimină armonicile impare ale semnalului de intrare. Frecvența f_i fiind fixă, amplificatorul selectiv poate fi făcut suficient de stabil, fără dificultăți constructive deosebite. Mai departe, urmează detecția sincronă și amplificarea în c.c,. ca și la microvoltmetrul fără schimbare de frecvență. Îmbunătățirea performanțelor aparatului prin introducerea schimbării de frecvență este apeciabilă mai ales la măsurarea unor tensiuni foarte mici, la limita impusă de zgomotul care însoțește semnalul util.

Microvoltmetre cu detecție sincronă, cu acord automat pe frecvența semnalului. O altă posibilitate oferită de unele tipuri de microvoltmetre cu detecție sincronă este funcționarea

fără aplicarea unui semnal de referință exterior. Comanda detectorului sincron se face cu un semnal provenit de la un oscilator intern, cu frecvența reglată automat. Frecvența acestui oscilator trebuie variată manual pînă cînd devine aproximativ egală cu frecvența semnalului de măsurat (cu o diferență pînă la $\pm 5\%$ între ele). Mai departe, frecvența oscilatorului se autoreglează pînă cînd devine egală cu frecvența de intrare, bucla de reglaj funcționînd cu maximizarea semnalului de ieșire al detectorului sincron. Sistemul este util pentru detectarea semnalelor periodice slabe, acompaniate de zgomot cu spectru continuu sau de semnale perturbatoare periodice de frecvențe mult diferite de frecvența semnalului util.

Utilizări și caracteristici ale microvoltmetrelor cu detecție sincronă. Microvoltmetrele cu detecție sincronă se folosesc, în principal, pentru următoarele trei tipuri de măsurări: măsurarea valorii efective a unei tensiuni sinusoidale (sau a componentei fundamentale a unei tensiuni periodice) în prezența unor perturbații puternice, măsurarea componentelor vectoriale ale unei tensiuni sinusoidale și măsurarea defazajului dintre două tensiuni sinusoidale.

Pentru măsurarea valorii efective U a unei tensiuni sinusoidale de frecvență f, microvoltmetrului trebuie să i se aplice o tensiune de referință de aceeași frecvență f. Faza tensiunii de referință trebuie variată pînă cînd indicația aparatului este maximă. În această situație, tensiunea de referință este în fază cu tensiunea de măsurat și aparatul indică valoarea de măsurat U (de obicei, gradarea este în valori efective ale tensiunii măsurate).

Microvoltmetrele cu detecție sincronă sînt prevăzute de regulă cu posibilitatea defazării tensiunii de referință, cu ajutorul unui defazor calibrat. Defazajul φ_c dintre tensiunea de referință și tensiunea de comandă a detectorului sincron este deci reglabilă și poate fi citită pe scara gradată a defazorului. Dacă tensiunea de măsurat este defazată cu unghiul φ față de tensiunea de referință, indicația aparatului va fi $U \cos(\varphi - \varphi_c)$. Dînd lui φ_c valori convenabile, se poate măsura proiecția vectorului tensiunii de intrare pe orice direcție. De exemplu, dacă trebuie măsurate componenta în fază cu U_r (tensiunea de referință) și cea în cuadratură cu U_r, se va fixa pe aparat $\varphi_c = 0$ și, respectiv, $\varphi_c = \pi/2$. Cu ajutorul a două aparate cu detecție sincronă pot fi măsurate simultan ambele componente vectoriale ale unei tensiuni. Se obține astfel un *voltmetru vectorial* cu aplicații diverse în deosebi în analiza

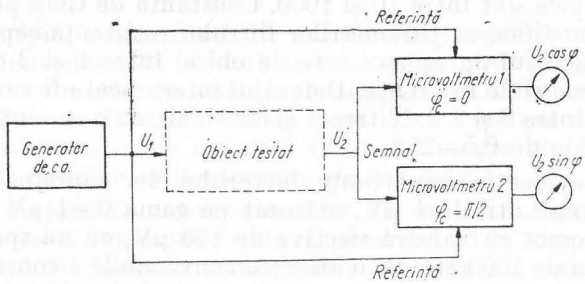


Fig. 3.59. Determinarea răspunsului unui sistem la excitație sinusoidală, folosind două voltmetre cu detecție sincronă.

răspunsului unor sisteme la o excitație sinusoidală. Aranjamentul tipic este arătat în fig. 3.59. Pe unul din microvoltmetre se fixează $\varphi_c = 0$, pentru a măsura $U_2 \cos\varphi$, iar pe celălalt $\varphi_c = \pi/2$ pentru a măsura $U_2 \sin\varphi$, ca origine

de fază fiind considerat U_1. Obiectul testat poate fi, de exemplu, un element sau un sistem de reglaj automat, o punte de curent alternativ etc.

Măsurarea defazajului dintre două tensiuni sinusoidale se poate face, de exemplu, folosind schema din fig. 3.60, în care $u_1 = U_1 \cos(\omega t + \varphi)$ și $u_2 = U_2 \cos(\omega t + \varphi + \varphi_x)$ sînt tensiunile defazate cu φ_x (mărimea de măsurat), iar $u_r = U_r \cos \omega t$ este o tensiune de referință, de aceeași frecvență. Se aplică microvoltmetrului succesiv cele două tensiuni u_1 și u_2 și se reglează defazajul intern φ_c al aparatului, de fiecare dată astfel, ca indicația aparatului să fie nulă. Se obține

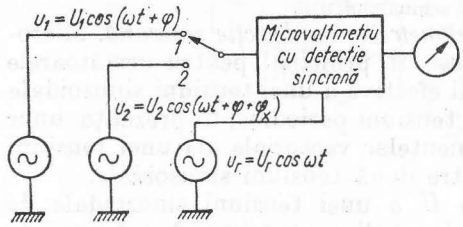


Fig. 3.60. Măsurarea defazajului dintre două tensiuni cu ajutorul unui voltmetru cu detecție sincronă.

$$\varphi_x = \varphi_2 - \varphi_1 \qquad (3.70)$$

unde φ_1 și φ_2 sînt cele două valori ale defazajului φ_c fixat pe aparat.

Pe lîngă parametrii tipici ai voltmetrelor electronice, ca interval și game de măsurare, interval și game de frecvență, precizie, impedanță de intrare, RRMC, microvoltmetrele cu detecție sincronă mai sînt caracterizate prin factorul de supraîncărcare, constanta de timp, factorul de zgomot, plaja de reglare și precizia defazajului intern etc.

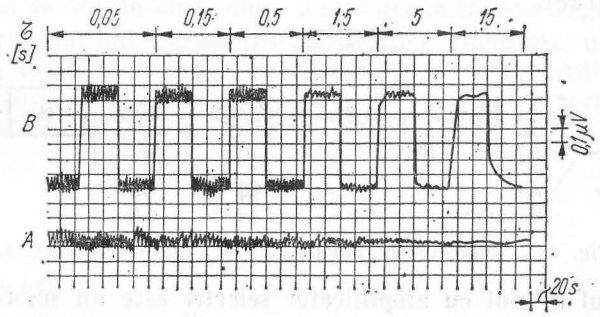
Cu intrare directă pe amplificator, gama minimă de măsurare poate fi de 0,1—1 μV, pe o impedanță de intrare de cel puțin 1 MΩ. Cu intrare prin transformator ridicător de tensiune, gama minimă este 1—10 μV sau 0,1—1 nV. Frecvența de lucru este de regulă între 1 Hz și 100 kHz (mai restrînsă la intrarea prin transformator). Eroarea de măsurare este între 1 și 3% din intervalul afișat de aparat, de obicei cu scara gradată avînd zero la mijloc. Factorul de supraîncărcare, a cărui semnificație a fost discutată anterior, la detectorul sincron, depinde atît de detectorul sincron cît și de amplificatorul de c.a.; valori tipice sînt între 10 și 1000. Constanta de timp poate fi reglată în trepte (prin modificarea parametrilor filtrului rezistență-capacitate), între 0,01 și 100 s. Factorul de zgomot este de obicei între 1 și 3 dB, în funcție de rezistența sursei și de frecvență. Defazajul intern poate fi variat la majoritatea aparatelor între 0 și 2 π, în trepte și continuu, cu o rezoluție de fracțiuni de grad și precizie de 0,5—2° *.

Pentru a evidenția importanța factorului de supraîncărcare, fie de exemplu un semnal util de 1 μV, măsurat pe gama 0—1 μV a aparatului, însoțit de un zgomot cu valoare efectivă de 100 μV, cu un spectru uniform pînă la frecvența de 100 kHz. Prin alegerea convenabilă a constantei de timp a filtrului, se poate obține o bandă echivalentă la ieșire de 0,1 Hz. Valoarea efectivă a zgomotului este redusă, în acest caz, de $\sqrt{10^5/10^{-1}} = 10^3$ ori, rezultînd un raport semnal/zgomot de 10, ceea ce asigură o măsurare satisfăcătoare. Valoarea de vîrf a zgomotului la intrare este însă aproximativ $3 \times 100 = 300$

* Microvoltmetre cu detecție sincronă sînt produse de firme ca: *Ithaco, Princeton Applied Research, Singer*, S.U.A.

μV, deci aparatul trebuie să se comporte perfect liniar între 0 și 300 μV, pe gama de 0—1 μV; aceasta înseamnă un factor de supraîncărcare de cel puțin 300. Dacă această condiție nu este îndeplinită, chiar o mică neliniaritate face ca la ieșire să apară un semnal necorelat cu semnalul util de intrare.

Un alt aspect important este redarea corectă a variațiilor tensiunii măsurate (comportarea dinamică a aparatului). Aceasta depinde practic



Fi.g 3.61. Înregistrare obținută cu un microvoltmetru cu detecție sincronă, pentru semnal zero la intrare (curba *A*) și pentru un semnal dreptunghiular cu amplitudinea vîrf-vîrf de 0,7 μV (curba *B*), cu constante de timp între 0,05 și 15 s.

exclusiv de constanta de timp τ a filtrului de la ieșirea detectorului sincron. În fig. 3.61 este dat un exemplu [37] de înregistrare care ilustrează reducerea zgomotului și, în același timp, înrăutățirea comportării dinamice la creșterea constantei de timp τ.

3.6.4. INDICATOARE DE NUL DE C.A.

În principiu, indicatoarele de nul de c.a. îndeplinesc un rol asemănător cu acela al indicatoarelor de nul de c.c., au proprietăți globale similare cu acestea și utilizarea lor se face după aceleași criterii generale. Cele expuse la § 2.6.3 cu privire la indicatoarele de nul de c.c. se pot deci aplica în mare parte și indicatoarelor de nul de c.a. În continuare vor fi discutate numai unele aspecte specifice indicatoarelor de nul de c.a.

Marea majoritate a indicatoarelor de nul de c.a. au proprietatea de *selectivitate*, ceea ce înseamnă că ele răspund numai la componenta fundamentală a unui semnal periodic, fiind practic insensibile la armonicile superioare.

Impedanța de intrare a indicatoarelor de nul de c.a. poate fi adaptată la impedanța sursei (impedanța de ieșire a circuitului de măsurare) cu ajutorul unor transformatoare de adaptare. Această împrejurare ușurează asigurarea unui raport semnal/zgomot maxim: cu un singur transformator, având mai multe rapoarte de transformare, indicatorul de nul poate fi adaptat la o gamă largă de valori ale impedanței sursei. Transformatorul de adaptare, dacă este ecranat corespunzător, poate îndeplini și rolul de transformator de separare.

Casca telefonică, foarte răspîndită în trecut, are un prag de sensibilitate de 10^{-15}—10^{-13} W în jurul frecvenței de 1 kHz și impedanța între 100 și 2000Ω. Nu mai este folosită în prezent, din cauza selectivității slabe, incomodității în manipulare și dificultății unei ecranări eficiente.

Galvanometrul cu vibrații, utilizat în trecut la 50 Hz, are un prag de sensibilitate de 10^{-16}—10^{-13} W și o bună selectivitate. Este însă incomod, se dereglează ușor și nu poate fi folosit la frecvențe peste 200 Hz. Se utilizează din ce în ce mai rar.

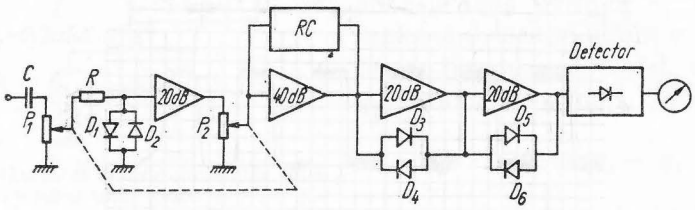


Fig. 3.62. Indicator de nul de c.a. cu amplificator selectiv.

Indicatorul de nul cu amplificator selectiv este un microvoltmetru cu detecție de modul (§ 3.6.2), uneori fără a fi calibrat în tensiune, cu frecvența centrală fixă, comutabilă sau variabilă continuu. În fig. 3.62 este reprezentată o schemă bloc tipică de indicator de nul cu amplificator selectiv. El se compune din preamplificator cu reglarea sensibilității, amplificator selectiv, amplificator cu caracteristică aproximativ logaritmică (pentru limitarea răspunsului la semnale mari), detector liniar și indicator. Rezistența de intrare este între 10 și 100 kΩ, iar pragul de sensibilitate de ordinul 0,1 μV la frecvențe între 20 Hz și 20 kHz.

Indicatorul de nul cu detecție sincronă se confundă de fapt, cu microvoltmetrul de c.a. cu detecție sincronă. Se folosește în cazurile în care este necesară o sensibilitate extremă. Varianta cea mai comodă pentru utilizare în metodele de zero este cu reprezentare *vectorială*, obținută cu ajutorul a două detectoare sincrone, comandate cu semnale defazate la $\pi/2$ între ele. Aceasta permite echilibrarea unui compensator sau a unei punți de c.a. cu un număr minim de operații (convergență rapidă a echilibrării).

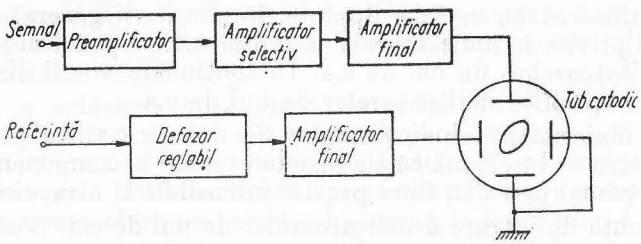


Fig. 3.63. Indicator de nul de c.a. osciloscopic.

Indicatorul de nul osciloscopic este o altă soluție pentru echilibrarea pe componente vectoriale a unui circuit de zero. Se obține prin comanda deflexiei orizontale a unui osciloscop de către tensiunea de referință (sinusoidală) și comanda deflexiei verticale de către tensiunea de semnal (fig. 3.63).

Figura de pe ecranul osciloscopului este o elipsă, a cărei înclinare și suprafață depind, fiecare separat, de cîte o componentă vectorială a tensiunii de semnal. Folosit într-o metodă de zero, de exemplu pentru echilibrarea unui compensator sau punți de c.a., prevăzute cu organe de echilibrare *în fază* și în *cuadratură* față de o tensiune de referință, permite echilibrarea rapidă prin următorul procedeu: la echilibrarea în fază se caută ca elipsa să devină orizontală, iar la echilibrarea în cuadratură se urmărește reducerea ariei elipsei la zero. Echilibrul final se obține cînd elipsa degenerează într-un segment orizontal.

Indicatorul de nul parametric pentru c.a. folosește un amplificator parametric (§ 2.6.3) la intrare, funcționînd la o temperatură foarte joasă. Este caracterizat printr-un zgomot foarte redus, ceea ce permite detectarea de semnale extrem de slabe.

4. MĂSURAREA IMPEDANȚEI

Impedanța, în sensul folosit în măsurările electrice, este parametrul care figurează în legea lui Ohm, în regim de variație sinusoidală a tensiunii și curentului. În acest sens, impedanța poate fi exprimată ca o mărime complexă sau ca un ansamblu de două mărimi reale. Ea este, în general, o funcție de frecvență; pentru $f = 0$ impedanța devine egală cu rezistența (în curent continuu).

Impedanța este cel mai important parametru al circuitelor electrice și, în același timp, cea mai importantă mărime electromagnetică de grad 0 (§ 1.1.2). Ea descrie *răspunsul* circuitului la o excitație sinusoidală sau, indirect, și la excitații de altă formă, servind ca punct de plecare pentru caracterizarea comportării rețelelor electrice în orice regim de variație a tensiunilor și curenților.

Impedanța (admitanța), componentele ei — rezistența și reactanța (conductanța și susceptanța) — și parametrii de circuit rezistență, capacitate și inductivitate se măsoară în intervale foarte largi de valori, cu precizii care variază de la 10% pînă la 0,1 ppm, la frecvențe începînd de la zero (curent continuu) la frecvența industrială (50 Hz sau 60 Hz), la frecvențe audio (20—20 000 Hz), la frecvențe înalte (0,1—1 000 MHz), în microunde etc.

4.1. GENERALITĂȚI

4.1.1. DEFINIȚII

Impedanța între două puncte, care pot fi terminalele unei componente sau bornele unei rețele electrice, se definește ca raportul dintre tensiunea aplicată și curentul care circulă între punctele considerate. În curent continuu

$$R = \frac{U}{I} \tag{4.1}$$

este o mărime reală, numită și rezistență în c.c. În curent alternativ sinusoidal se definește impedanța complexă:

$$Z = R + jX, \tag{4.2}$$

unde: R este rezistența (sau componenta rezistivă a impedanței), iar X este reactanța (sau componenta reactivă a impedanței).

În cazul rețelelor pasive totdeauna $R > 0$. Reactanța X poate fi pozitivă sau negativă.

Mărimea inversă impedanței se numește admitanță:

$$Y = \frac{1}{Z} = G + jB = \frac{R}{R^2 + X^2} - j\frac{X}{R^2 + X^2}, \tag{4.3}$$

unde Y este admitanța, G este conductanța, iar B este susceptanța.

Sub formă polară:

$$Z = R + jX = |Z|e^{j\varphi} = |Z|\,(\cos\varphi + j\sin\varphi); \tag{4.4}$$

$$Y = G + jB = |Y|e^{j\psi} = |Y|\,(\cos\psi + j\sin\psi), \tag{4.5}$$

unde: $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$ este modulul impedanței; $\varphi = \text{arc tg } X/R$ — argumentul (unghiul de fază al) impedanței; $|Y| = \sqrt{G^2 + B^2}$ — modulul admitanței; $\psi = \text{arc tg } B/G$ — argumentul (unghiul de fază al) admitanței. Evident:

$$|Z| = \frac{1}{|Y|}, \tag{4.6}$$

și

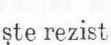
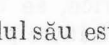
$$\varphi = -\psi. \tag{4.7}$$

Mărimile R, X, G, B sînt în general funcții de frecvență. În cazul rețelelor pasive R poate varia oricum cu frecvența, pe cînd X este totdeauna crescător cu frecvența; în curent continuu X este fie zero, fie minus infinit.

4.1.2. ELEMENTE DE CIRCUIT IDEALE ȘI REALE

Elementul de circuit construit pentru a avea o anumită impedanță se numește **impedor.**

Elemente de circuit ideale care să aibă rezistența finită și reactanța nulă sau reactanța finită și rezistența nulă, într-un interval de frecvență finit, sînt fizic irealizabile.

Elementul de circuit destinat a avea o anumită rezistență și o reactanță cît mai mică se numește rezistor. Simbolul său este  sau  , și parametrul său principal este rezistența R. Practic se realizează dintr-un conductor de rezistivitate mare, de forma și dimensiunile adecvate aplicațiilor specifice.

Elementul de circuit destinat a avea o anumită reactanță și rezistență cît mai mică se numește **reactor.** Practic, reactorul se poate realiza dintr-o bobină de inductivitate (inductor), cu simbolul —ᴖᴖᴖ— și reactanța

$$X = \omega L = 2\pi f L, \tag{4.8}$$

sau dintr-un condensator (capacitor), cu simbolul —||— și reactanța

$$X = -\frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{2\pi f C}. \tag{4.9.}$$

În general, elementul de circuit destinat a avea o anumită inductivitate L se numește bobină (sau inductor), iar elementul de circuit destinat a avea o anumită capacitate C se numește condensator (sau capacitor).

În practica măsurărilor este deseori necesar să se determine parametrii combinațiilor rezistență-reactanță, fie că este vorba de rezistoare imperfecte (cu o reactanță reziduală) sau reactoare imperfecte (cu o rezistență reziduală), fie de combinații efective rezistor-reactor. Pentru asemenea combinații se definește factorul de acumulare Q (sau factorul de calitate):

$$Q = \frac{|X|}{R} = \frac{|B|}{G}. \tag{4.10}$$

Pentru reactoare factorul Q se numește factor de calitate. Uneori se utilizează și factorul de disipare D

$$D = \frac{1}{Q} = \frac{R}{|X|} = \frac{G}{|B|}. \tag{4.11}$$

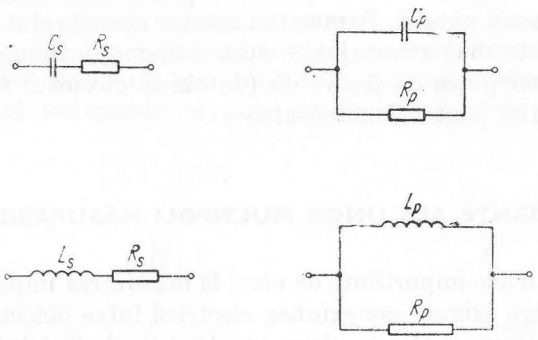


Fig. 4.1. Conexiuni serie-paralel echivalente.

Combinațiile uzuale rezistență-reactanță sînt reprezentate în fig. 4.1. Pentru acestea, factorul de acumulare Q se poate exprima în următoarele moduri

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{R_p}{\omega L_p} \text{ respectiv } Q = \frac{1}{\omega C_s R_s} = R_p \omega C_p. \tag{4.12}$$

Echivalențele între combinațiile serie și cele paralel sînt date în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1

Formule de echivalență pentru combinații rezistență-reactanță serie și paralel.

Formule generale	Formule de aproximație valabile pentru	
	$Q \geqslant 10$ (reactoare)	$Q \leqslant 0{,}1$ (rezistoare)
$R_p = R_s(1 + Q^2)$	$R_p = R_s Q^2$	$R_p = R_s$
$X_p = X_s \dfrac{1 + Q^2}{Q^2}$	$X_p = X_s$	$X_p = \dfrac{X_s}{Q^2}$
$L_p = L_s \dfrac{1 + Q^2}{Q^2}$	$L_p = L_s$	$L_p = \dfrac{L_s}{Q^2}$
$C_p = C_s \dfrac{Q^2}{1 + Q^2}$	$C_p = C_s$	$C_p = C_s Q^2$

Se vede că pentru reactoare ($Q \geqslant 10$) reactanțele serie și paralel sînt aproximativ egale, iar rezistența paralel este de aproximativ Q^2 ori rezistența serie. Pentru rezistoare ($Q \leqslant 0{,}1$) rezistența serie și rezistența paralel sînt aproximativ egale, iar reactanța paralel este de aproximativ $1/Q^2$ ori reactanța serie.

În principiu, pentru un impedor se poate folosi oricare din circuitele echivalente serie sau paralel. Parametrii acestor circuite sînt în general variabili cu frecvența. Este mai avantajoasă acea schemă echivalentă ai cărei parametri variază mai puțin cu frecvența (de obicei circuitul serie pentru bobine și circuitul paralel pentru condensatoare).

4.1.3. IMPEDANȚE ALE UNOR MULTIPOLI MĂSURABILE DIRECT

Una din sursele importante de erori la măsurarea impedanței o constituie suportul fizic care asigură conexiunea electrică între obiectul supus măsurării și aparatul de măsurat. O conexiune ideală ar trebui să introducă impedanță nulă în serie cu obiectul și impedanță infinită în paralel cu acesta. O asemenea conexiune nu se poate realiza practic. Impedanța serie a conexiunilor este în cel mai bun caz de 10^{-3} sau 10^{-2} Ω, iar impedanța paralel a izolatoarelor este de obicei între 10^3 și 10^{12} Ω. Ca urmare, la măsurarea impedanțelor de valori extreme, relativ mici sau mari, aceste valori reprezintă incertitudini de măsurare care nu pot fi evitate.

O cale de a elimina influența impedanțelor parazite de conectare este aceea de a modifica configurația obiectului de măsurat în așa fel, încît acesta să fie caracterizat printr-o **impedanță de transfer** (sau admitanță de transfer) în locul impedanței proprii definite în mod obișnuit. Un exemplu simplu este acela al bobinei de inductivitate mutuală (fig. 4.2), caracterizată prin impedanța de transfer

$$Z_{12} = \left.\frac{U_2}{I_1}\right|_{I_2=0} = j\omega M, \qquad (4.13)$$

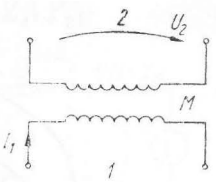


Fig. 4.2. Definirea impedanței de transfer a două bobine cuplate.

care nu este afectată de impedanțele serie ale conexiunilor.

Mai general, se poate arăta că există multipoli (rețele electrice cu mai mult decît două borne) pentru care se pot defini impedanțe de transfer în așa fel, încît acestea să nu fie afectate de impedanțele serie ale conexiunilor, de impedanțele paralel ale conexiunilor sau de nici unele din acestea.

Impedanța cuadripolară este definită ca impedanță de transfer a unui diport (cuadripol)

$$Z_{12} = \left.\frac{U_2}{I_1}\right|_{I_2=0} \qquad (4.14)$$

(raport între tensiunea de ieșire în gol și curentul de intrare). Un impedor obișnuit, dipolar, poate fi transformat într-un impedor cuadripolar, dacă i se atașează două conexiuni suplimentare (fig. 4.3, *b*). Se observă că, aplicînd relația de definiție (4.14), impedanțele conexiunilor nu intervin în expresia impedanței de transfer (fig. 4.3, *c*).

În acest fel, impedanța cuadripolară este precis și univoc definită, chiar dacă valoarea lui Z_{12} este comparabilă cu impedanțele conexiunilor Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 sau dacă este mult mai mică decît acestea. Definiția impedanței cuadripolare asigură independența acesteia de impedanțele serie ale conexiunilor.

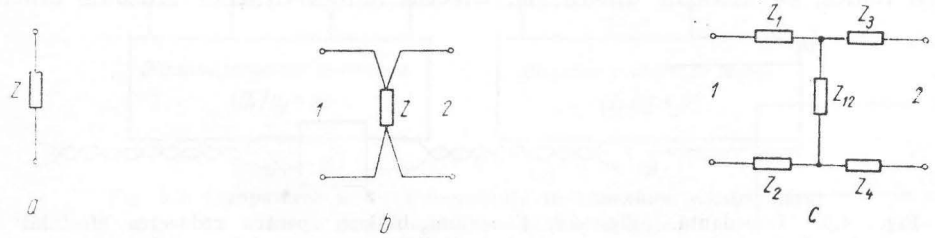


Fig. 4.3. Definirea impedorului cuadripolar:
a — impedor dipolar; *b* — impedor cuadripolar; *c* — schema echivalentă a impedorului cuadripolar.

În practică, utilizarea conceptului de impedor cuadripolar este deoseori o necesitate. În fig. 4.4 sînt ilustrate, ca exemplificare, două situații în care un rezistor trebuie privit obligatoriu ca un element de circuit cuadripolar. În general, orice șunt de rezistență mică trebuie tratat

ca un rezistor cuadripolar, indiferent că se folosește în scop de măsurare sau cu alte funcțiuni (cum este cel din fig. 4.5, *b* unde șuntul *R* generează căderea de tensiune pentru acționarea circuitului de protecție la supracurent).

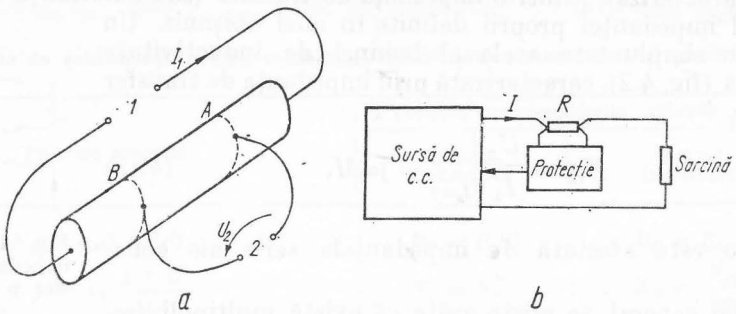


Fig. 4.4. Exemple de rezistoare cuadripolare:
a — rezistența unui conductor masiv între două secțiuni *A* și *B*; *b* — protecția la supracurent a unei surse de curent continuu.

Un alt caz în care noțiunea de impedor cuadripolar prezintă importanță practică deosebită este acela al condensatoarelor de capacitate mare. Dacă măsurarea se face în conexiune cuadripolară se exclude efectul rezistenței conexiunilor asupra factorului de pierderi al condensatorului.

Impedorul cuadripolar are următoarele proprietăți importante:

a. Este simetric, adică bornele de curent și cele de tensiune pot fi schimbate între ele:

$$Z_{12} = \frac{U_2}{I_1}\bigg|_{I_2=0} = \frac{U_1}{I_2}\bigg|_{I_1=0}. \tag{4.15}$$

b. Permite realizarea unei impedanțe de transfer oricît de mică. În principiu, este posibilă obținerea unei impedanțe riguros nule cu ajutorul unei joncțiuni simetrice a patru conductoare, ca cea din fig. 4.5.

c. Legarea în serie sau în paralel a mai multor impedoare cuadripolare nu asigură aditivitatea impedanțelor, respectiv a admitanțelor, așa cum se întîmplă în cazul impedoarelor dipolare.

Principala sursă de erori la impedoarele cuadripolare folosite în curent alternativ o constituie inductivitățile mutuale dintre conexiuni și, la frecvențe mai înalte, capacitățile dintre ele. Efectul inductivităților mutuale dintre

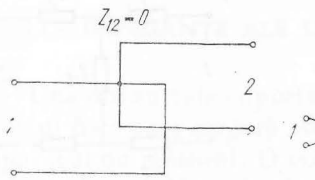


Fig. 4.5. Impedanță cuadripolară nulă.

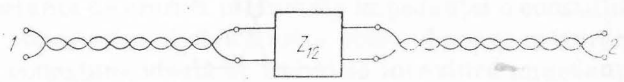


Fig. 4.6. Conexiuni bifilare, pentru reducerea efectului inductivităților mutuale intrare-ieșire.

conexiuni este complicat de redat printr-o schemă echivalentă; el se manifestă ca o reactanță care se adaugă impedanței de transfer Z_{12}. Poate fi micșorat considerabil dacă atît conexiunile de intrare cît și cele de ieșire sînt executate bifilar, cu conductoare răsucite (fig. 4.6). În acest fel însă cresc

capacitățile de intrare și de ieșire. Efectul acestora este echivalent cu două admitanțe Y_1 și Y_2 în paralel, ca în schema din fig. 4.7. Admițînd că impedanțele $1/Y_1$ și $1/Y_2$ sînt mici în comparație cu Z_{12}, Z_1, Z_2, Z_3 și Z_4, impedanța echivalentă de transfer este în acest caz

$$Z_{12e} = Z_{12}[1 - (Z_{12} + Z_1 + Z_2)\,Y_1 - (Z_{12} + Z_3 + Z_4)\,Y_2]. \qquad (4.16)$$

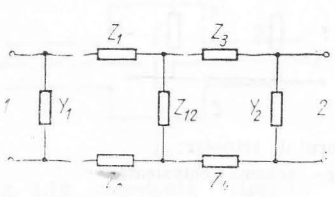


Fig. 4.7. Schema echivalentă a impedorului cuadripolar, ținînd seama de admitanțele de intrare și de ieșire.

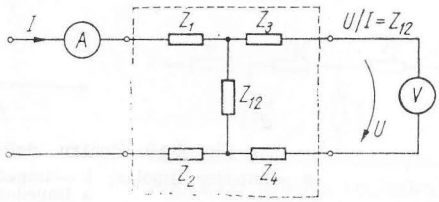


Fig. 4.8. Măsurarea directă a impedanței cuadripolare.

Eroarea introdusă de Y_1 și Y_2 este deci de ordinul de mărime al produselor $Z_{12}Y_1$, Z_1Y_1, Z_2Y_1 etc. Practic ele au importanță numai la frecvențe relativ înalte.

Măsurarea directă a impedanței în conexiune cuadripolară se poate face pe baza definiției, în principiu cu un ampermetru și cu un voltmetru (cu condiția ca voltmetrul să aibă impedanță suficient de mare), ca în fig. 4.8.

Măsurarea impedanței cuadripolare prin comparație cu o impedanță etalon se poate face la curenți egali sau la tensiuni egale, ca în fig. 4.9. În

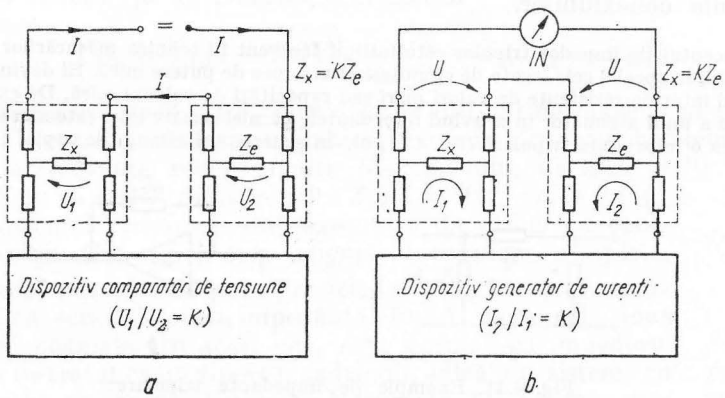


Fig. 4.9. Compararea a două impedanțe în conexiune cuadripolară: *a* — la curenți egali; *b* — la tensiuni egale.

aceste circuite se utilizează dispozitive de raport cu intrări, respectiv ieșiri izolate, realizabile cu ajutorul comparatorului de c.c. (§ 4.5.4) sau al dispozitivelor inductive de raport (subcap. 3.4). Scheme similare sînt posibile și cu dispozitive rezistive, cum este puntea Thomson (§ 4.4.1).

Impedanța tripolară este definită în mod obișnuit prin admitanța de transfer a unui diport

$$Y_2 = \frac{I_2}{U_1}\bigg|_{U_2=0} \tag{4.17}$$

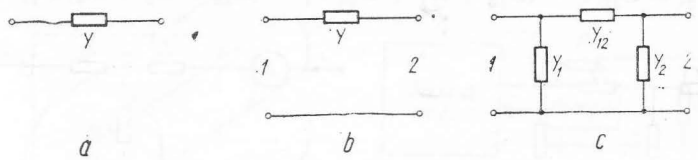


Fig. 4.10. Pentru definirea impedorului tripolar:
a — impedor dipolar; *b* — impedor tripolar; *c* — schema echivalentă a impedorului tripolar.

(raport între curentul de ieșire în scurtcircuit și tensiunea de intrare). Un impedor obișnuit, dipolar, poate fi transformat într-un impedor tripolar dacă i se atașează o bornă suplimentară, legată de obicei la ecranul electrostatic sau la ecranul de gardă (fig. 4.10). Conform definiției (4.17), aplicată schemei echivalente din fig. 4.10, *c*, admitanțele Y_1 și Y_2 față de borna comună nu afectează admitanța de transfer.

În consecință, admitanța tripolară este precis și univoc definită chiar dacă valoarea lui Y_{12} este comparabilă cu admitanțele Y_1 și Y_2 în paralel pe intrare și respectiv pe ieșire, sau dacă este mult mai mică decît acestea. În practică, admitanțele Y_1 și Y_2 includ rezistențe de izolație și capacități față de borna comună, atît ale impedorului propriu-zis, cît și ale conexiunilor. Definiția admitanței tripolare asigură deci independența ei de admitanțele paralel ale conexiunilor.

Conceptul de impedor tripolar este întîlnit frecvent în tehnica măsurărilor și în diferite alte aplicații, în special cele legate de circuitele electronice de putere mică. El devine o necesitate atunci cînd intervin rezistențe de valori mari sau capacități de valoare mică. De exemplu, impedanța serie a unui atenuator în π avînd impedanțele paralel relativ mici (atenuare mare), poate fi privită ca o impedanță tripolară (fig. 4.11, *a*). În general, impedanța de cuplaj a două circuite

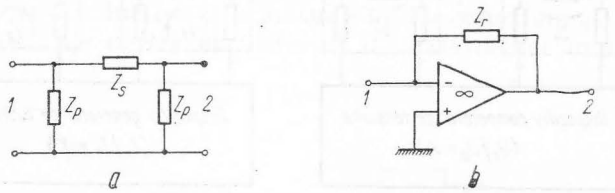


Fig. 4.11. Exemple de impedanțe tripolare:
a — impedanța serie Z_s a unui atenuator; *b* — impedanța de reacție Z_r a unui amplificator operațional.

cuplate slab are proprietățile unei impedanțe tripolare. Impedanța de reacție a unui amplificator cu reacție negativă de tensiune, de tip paralel (de exemplu la amplificatoare operaționale), este de asemenea o impedanță tripolară (fig. 4.11, *b*). În sfîrșit, sistemele de electrozi cu inel de gardă pentru determinarea rezistivității sau permitivității materialelor sînt bazate și ele pe conceptul de impedanță tripolară.

Impedorul tripolar are următoarele proprietăți importante:

a. Este simetric, adică bornele de intrare și de ieșire pot fi schimbate între ele:

$$Y_{12} = \frac{I_2}{U_1}\bigg|_{U_2=0} = \frac{I_1}{U_2}\bigg|_{U_1=0}. \tag{4.18}$$

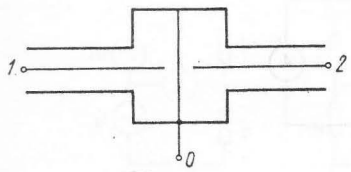


Fig. 4.12. Impedanță tripolară infinită.

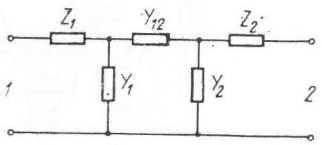


Fig. 4.13. Schema echivalentă a impedorului tripolar, ținînd seama de impedanțele serie ale conexiunilor.

b. Permite realizarea unei admitanțe de transfer oricît de mici. Prin ecranarea completă a bornelor este posibilă obținerea unei admitanțe riguros nule (impedanță infinită), ca în fig. 4.12.

c. Legarea în paralel a impedoarelor tripolare asigură adivitatea perfectă a admitanțelor de transfer (cu condiția ca impedanța serie a conexiunilor să fie neglijabilă). În schimb legarea lor în serie este inutilizabilă.

Principala sursă de erori la impedoarele tripolare o constituie impedanța serie a conexiunilor. Din schema echivalentă care evidențiază aceste impedanțe (fig. 4.13) rezultă, neglijînd produsele de forma ZY la puterea a doua și mai mare, admitanța de transfer echivalentă

$$Y_{12e} = Y_{12}[1 - Z_1(Y_{12} + Y_1) - Z_2(Y_{12} + Y_2)]. \tag{4.19}$$

Eroarea introdusă de Z_1 și Z_2 este deci de ordinul de mărime al produselor Z_1Y_{12}, Z_1Y_1 etc. Ele sînt semnificative în special în cazul condensatoarelor tripolare la frecvențe relativ înalte (de exemplu, dacă $Z_1 = 10^{-1}\ \Omega$, $C_1 = 10^{-10}$ F și $\omega = 10^8$ rad/s, rezultă $Z_1Y_1 = 10^{-3}$, adică 0,1%).

Impedoarele tripolare sînt executate de obicei cu conexiuni coaxiale (fig. 4.14) care asigură o ecranare completă.

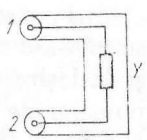


Fig. 4.14. Impedor tripolar cu conexiuni coaxiale.

Pentru măsurări de mare precizie trebuie să se țină seama de faptul că ecranul are o impedanță finită între cele două conectoare coaxiale. În acest caz, este normal ca impedorul tripolar să fie tratat ca un diport (cuadripol), adică un sistem cu două perechi de borne distincte. Măsurarea lui trebuie deci făcută astfel, încît curenții de dus și întors în fiecare conexiune coaxială să fie egali (să nu existe curenți prin ecran de la intrare la ieșire). Procedînd astfel, măsurarea nu va fi afectată de cuplaje magnetice, deoarece cîmpul magnetic exterior produs de curenții din conexiuni va fi nul, iar pe de altă parte, cîmpurile magnetice datorite unor surse exterioare vor avea efect nul asupra conexiunilor.

La măsurarea impedanței tripolare este necesar să se respecte condițiile impuse de relația de definiție (4.17). Măsurarea directă se poate face, în principiu, cu un voltmetru și un ampermetru (cu condiția ca ampermetrul să

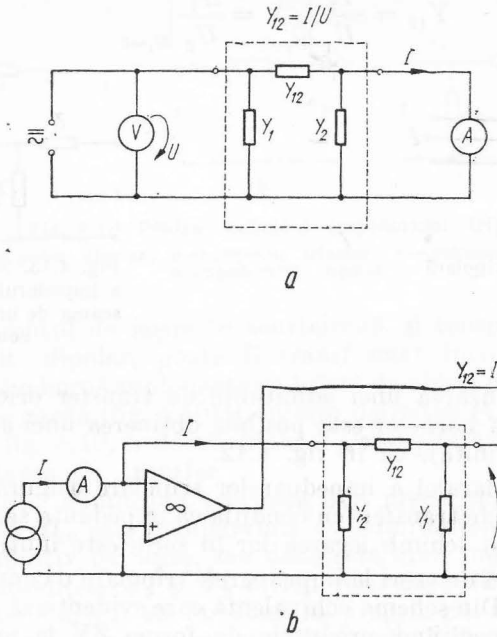


Fig. 4.15. Măsurarea directă a admitanței tripolare:
a — cu ampermetru și voltmetru; *b* — folosind un amplificator operațional.

aibă impedanță suficient de mică), ca în fig. 4.15, *a*. Eroarea datorită impedanței Z_A a ampermetrului, egală cu $-Z_A(Y_{12}+Y_2)$, poate fi eliminată utilizînd schema de măsurare din fig. 4.15, *b*. Amplificatorul operațional menține o tensiune practic nulă la bornele lui Y_2, ceea ce asigură respectarea condițiilor de definiție amintite mai sus.

Pentru a compara între ele admitanțe tripolare prin metode de zero se folosesc circuite în care fiecare impedor tripolar are la intrare un generator și la ieșire un indicator de nul. Cîteva circuite de măsurare tipice, similare punților de c.a., sînt arătate în fig. 4.16. Cel mai simplu dintre ele este cel din fig. 4.16, *a* cu condiția de echilibru

$$\frac{Y_2}{Y_1} = -p. \tag{4.20}$$

Dacă p este un număr real negativ, circuitul poate servi la compararea admitanțelor cu unghiuri de fază egale. Forma practică cunoscută a acestui circuit este puntea cu transformator (§ 4.5.3).

O extindere a acestui principiu o constituie circuitul din fig. 4.16, *b*, obținut din cel precedent prin adăugarea a două impedanțe și a unui indicator de nul. Condiția de echilibru devine

$$\frac{Y_2}{Y_1} = \frac{Y_4}{Y_3} = -p, \tag{4.21}$$

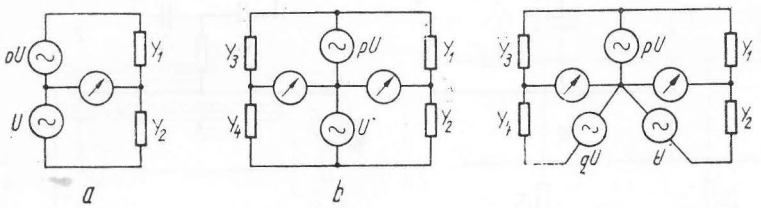


Fig. 4.16. Circuite pentru compararea admitanțelor în conexiune tripolară: *a* — circuit de bază; *b* — circuit similar punții Wheatstone; *c* — circuit cu posibilități mai largi de măsurare.

adică o condiție similară cu aceea a punților Wheatstone obișnuite cu patru brațe. De fapt acest circuit este echivalent cu o punte Wheatstone prevăzută cu o echilibrare suplimentară prin ramură Wagner (§ 4.4.4).

Un circuit mai general poate fi obținut înlocuind unul din generatoarele circuitului precedent prin două generatoare distincte, ca în fig. 4.16, *c*. În acest caz condiția de echilibru este

$$\frac{Y_2}{Y_1} = q\frac{Y_4}{Y_3} = -p. \tag{4.22}$$

Acest circuit permite compararea admitanțelor tripolare cu unghiuri de fază diferite [4]. El poate fi echilibrat, de exemplu, prin varierea uneia din admitanțele componente și a factorului p, cu q = constant; varierea lui p se poate ușor automatiza.

În sfîrșit, printre alte proprietăți interesante ale impedanțelor tripolare, prezintă interes și posibilitatea de a *simula* unele caracteristici prin circuite simple, nerealizabile în conexiune dipolară. Fig. 4.17 ilustrează cîteva din aceste circuite.

De exemplu, dacă un rezistor tripolar are unghiul de fază negativ, prin adăugarea unui condensator de capacitate convenabilă (de obicei mică) între centrul rezistorului și borna comună unghiul de fază poate fi anulat (fig. 4.17,*a*). Unghiul de fază suplimentar astfel introdus este aproximativ $\omega RC/4$.

Un circuit în stea cu două capacități (de obicei mici) în serie și o rezistență (mică) în paralel (fig. 4.17, *b*) prezintă o conductanță echivalentă negativă între bornele *1* și *2*, egală cu aproximativ $-\omega^2 C_1 C_2 R$, care poate compensa unghiul de pierderi al unui condensator.

O rezistență tripolară echivalentă de valoare mare poate fi realizată cu ajutorul a trei rezistențe de valori mai mici, conectate în stea (fig. 4.17, *c*). Rezistența echivalentă este $R_1(R_1 + 2R_2)/R_2 \approx R_1^2/R_2$, dacă $R_1 \ll R_2$; de exemplu, dacă $R_1 = 10^7\ \Omega$ și $R_2 = 10^3\ \Omega$, se obține o rezistență echivalentă de $10^{11}\ \Omega$.

O altă posibilitate interesantă este obținerea unei inductivități echivalente, cu un circuit în stea format din două rezistențe serie și o capacitate paralel (fig. 4.17, *d*). Inductivitatea echivalentă este egală cu CR^2.

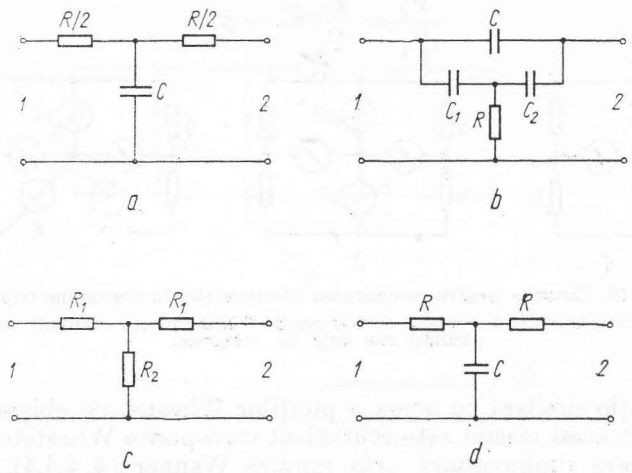


Fig. 4.17. Circuite de corecție sau de simulare, în conexiune tripolară:
a — corecția de fază a unui rezistor; *b* — compensarea pierderilor unui condensator; *c* — simularea unei rezistențe de valoare mare; *d* — simularea unei inductivități.

Impedanța pentapolară este o combinație a impedanțelor cuadripolară și tripolară, obținută prin adăugarea unui ecran, cu borna comună corespunzătoare, configurației cuadripolare din fig. 4.3. Prin aceasta se caută reunirea proprietăților principale ale impedanțelor cuadripolară și tripolară astfel, încît una și aceeași configurație să asigure eliminarea concomitentă a efectelor impedanțelor serie și admitanțelor paralel ale conexiunilor. Se utilizează mai ales la punți de c.a. de precizie, care măsoară impedanțe într-un interval larg de valori. Conectarea obiectului de măsurat se poate face în acest caz prin conductoare relativ lungi, chiar dacă impedanța măsurată are valori foarte mici sau foarte mari (fig. 4.18). Aparatul de măsurat trebuie să măsoare după principiul impedanțmetrelor cuadripolare (fig. 4.9), dar trebuie să mențină ecranul impedorului la un potențial practic egal cu potențialul uneia din cele patru borne ale acestuia.

O analiză mai exactă poate fi făcută pe baza schemei echivalente din fig. 4.19 care evidențiază, pe lîngă impedanța de transfer Y_{12}, impedanțele serie ale conexiunilor Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 și admitanțele paralel Y_{10}, Y_{20}. Tensiunile celor patru borne distincte față de borna comună sînt notate cu U_1, U_2, U_3, U_4. Admitanța de transfer echivalentă a circuitului poate fi definită ca

$$Y_{12e} = \left.\frac{I_2}{U_3 - U_4}\right|_{I_3=I_4=0}, \qquad (4.23)$$

care reproduce definiția corespunzătoare de la impedorul cuadripolar. Admitanța Y_{12e} astfel definită depinde însă de potențialul bornei comune. Într-adevăr, se poate deduce ușor că

$$Y_{12e} = Y_{12} + \frac{U_4}{U_4 - U_3} Y_{20}, \tag{4.24}$$

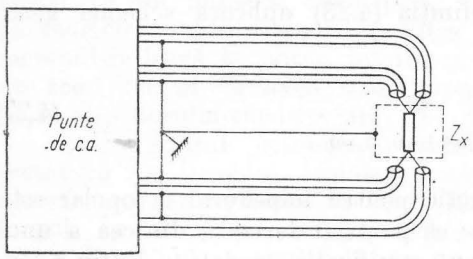


Fig. 4.18. Punte de c.a. cu măsurare în conexiune pentapolară.

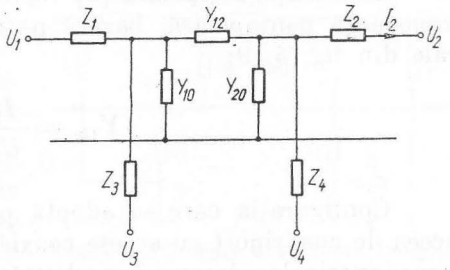


Fig. 4.19. Schema echivalentă a unui impedor în conexiune pentapolară

ceea ce arată că Y_{12e} este funcție de raportul U_3/U_4. Pentru o definiție univocă este necesar să fie precizat potențialul bornei comune prin fixarea valorii uneia din tensiunile care intervin.

Alegerea cea mai avantajoasă este $U_4 = 0$, deoarece în acest caz Y_{12e} se reduce la

$$Y_{12e}|_{I_3=I_4=0;\ U_4=0} = Y_{12}, \tag{4.25}$$

adică la admitanța de transfer ideală, neafectată de elementele parazite Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Y_1, Y_2. Se vede ușor că pentru admitanțe Y_{12} mari, Y_{10} și Y_{20} pot fi neglijate, și schema se reduce la cea cuadripolară cu impedanța de transfer $Z_{12} = Y_{12}$. Dimpotrivă, pentru admitanțe Y_{12} mici, prin neglijarea impedanțelor conexiunilor Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 schema devine identică cu cea tripolară, cu admitanța de transfer Y_{12}. Rezultă că definiția conform expresiei (4.25) are avantajul că include în ea, ca niște cazuri particulare, configurația cuadripolară și cea tripolară. Această definiție completată cu unele precizări stă la baza conceptului de impedor octopolar descris mai jos.

Condiția $U_4 = 0$ nu este ușor de realizat la aparatele de măsurat de construcție uzuală. Ea necesită o reglare suplimentară a curentului I_1 până la anularea tensiunii U_4, cu ajutorul unui indicator de nul conectat la ieșirea 4. La majoritatea aparatelor de măsurat impedanța în conexiune pentapolară, potențialul bornei comune este incert, fiind funcție de lungimea conductoarelor de conexiune, valoarea impedanței de măsurat etc. Această imprejurare constituie limitarea principală a măsurărilor pe această cale.

O altă posibilitate de fixare a potențialului bornei comune este $U_2 = 0$. Această condiție este îndeplinită la unele tipuri de punți cu transformator cu înfășurare dublă. În acest caz, admitanța de transfer echivalentă devine

$$Y_{12e}|_{I_3=I_4=0;\ U_2=0} = Y_{12} \frac{1}{1 + Z_2 Y_{20}}. \tag{4.26}$$

Eroarea este deci $-Z_2 Y_{20}$, asemănătoare celei datorite impedanței serie la conexiunea tripolară. Ea este de cele mai multe ori neglijabilă (de exemplu cu $Z_2 = 1\Omega$ și $C_{20} = 10^{-10}$ F la $\omega = 10^4$ rad/s, adică $Y_{20} = 10^{-6}$ S, rezultă o eroare de -1.10^{-6}), fiind semnificativă numai la frecvențe relativ înalte sau dacă se cere o precizie deosebită de ridicată.

Impedanța octopolară [5] reprezintă o îmbunătățire a conceptului de impedanță pentapolară, bazată pe definiția (4.23) aplicată schemei generale din fig. 4.19:

$$Y_{12c} = \left.\frac{I_2}{U_3}\right|_{I_3=I_4=0;\ U_4=0}. \tag{4.27}$$

Configurația care se adoptă practic pentru impedorul octopolar este aceea de cuadriport cu accese coaxiale; ea poate fi derivată din cea a unui impedor tripolar, la care i se adaugă două ramificații coaxiale în Y (fig. 4.20).

Conceptul de impedanță octopolară este necesar numai în cazul măsurărilor de cea mai mare precizie, sau dacă se urmărește măsurarea de impedanță în intervale largi de valori, la frecvențe înalte și cu conexiuni relativ lungi între aparatul de măsurat și impedor. Pentru ca proprietățile sale să poată fi valorificate în practică, este necesar ca el să constituie efectiv un circuit cu patru accese (patru perechi de borne) *1*, *2*, *3*, *4*, fără interacțiune între ele, în afara circuitului propriu-zis. Aceasta înseamnă că la fiecare pereche de borne, curentul care intră printr-o bornă trebuie să fie egal cu curentul care iese prin cealaltă bornă. În acest caz ecranul comun nu este parcurs de curenți și impedanța sa nu intervine în măsurare.

Caracterul bifilar al conexiunilor, cu curent total nul în fiecare cablu coaxial, elimină cuplajele magnetice dintre conexiuni și cu circuitele exterioare.

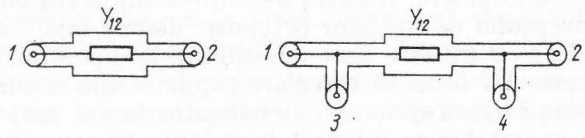


Fig. 4.20. Impedor octopolar cu accese coaxiale:
a — impedor tripolar; *b* — impedor octopolar derivat din cel tripolar.

Schema echivalentă a impedorului octopolar este cea din fig. 4.19. S-a arătat și se poate vedea și direct urmărind circuitul că, aplicînd definiția (4.27), rezultă

$$Y_{12c} = Y_{12}. \tag{4.28}$$

Aceasta demonstrează următoarele proprietăți importante ale impedorului octopolar:

a. Impedanța octopolară, conform definiției (4.27), nu este afectată nici de impedanțele serie ale conexiunilor, nici de admitanțele paralel față de ecranul comun.

b. Impedorul octopolar poate fi tratat ca un impedor cuadripolar dacă se scurtcircuitează bornele *4* între ele (ecranul se leagă la borna interioară *4*). În acest fel, el va avea toate proprietățile impedorului cuadripolar.

c. Impedorul octopolar poate fi tratat ca un impedor tripolar dacă se ignoră perechile de borne *1* și *4*, lăsate în gol. În acest caz, între perechile de borne *2* și *3* el se comportă ca un impedor tripolar.

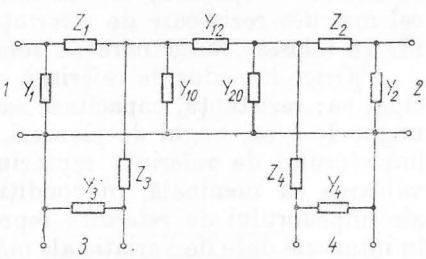


Fig. 4.21. Schema echivalentă completă a impedorului octopolar.

d. Impedanța octopolară se bucură de proprietăți remarcabile de reciprocitate și simetrie, în sensul că perechile de borne *1*, *3* și *2*, *4* pot fi inversate între ele, iar perechea de accese *1*, *3* poate fi inversată cu perechea *2*, *4*. Astfel admitanța echivalentă poate fi definită în următoarele patru moduri:

$$Y_{12e} = \frac{I_2}{U_3}\bigg|_{I_3=I_4=0;\ U_4=0} = \frac{I_3}{U_2}\bigg|_{I_1=I_2=0;\ U_1=0} = \frac{I_1}{U_4}\bigg|_{I_2=I_4=0;\ U_3=0} = \frac{I_4}{U_1}\bigg|_{I_1=I_2=0;\ U_2=0}. \tag{4.29}$$

Proprietățile *b* și *c* permit compararea unui impedor octopolar cu un impedor cuadripolar, respectiv cu unul tripolar. Pentru compararea impedoarelor octopolare între ele se folosesc circuite relativ complicate.

O schemă echivalentă mai completă a impedorului octopolar este cea din fig. 4.21, care ține seama și de admitanțele paralel ale conexiunilor (echivalate cu admitanțe paralel la accese Y_1, Y_2, Y_3, Y_4). Aplicînd relația de definiție (4.27) acestui circuit, se obține

$$Y_{12e} = \frac{I_2}{U_3}\bigg|_{I_3=I_4=0;\ U_4=0} = Y_{12}(1 + Z_2Y_2)(1 + Z_3Y_3). \tag{4.30}$$

Admitanța echivalentă de transfer este deci afectată de parametrii conexiunilor *2* și *3*. Termenii de corecție Z_2Y_2 și Z_3Y_3 sînt însă foarte mici (ca și în exemplele anterioare). Dacă este necesar aceștia pot fi înglobați în valoarea lui Y_{12}.

4.2. REZISTOARE, CONDENSATOARE ŞI INDUCTOARE DE REFERINŢĂ

Un impedor de referinţă are rolul de a prezenta la borne o impedanţă anumită, stabilă în timp şi influenţată cît mai puţin de factori de mediu, de tensiunea aplicată, de frecvenţă etc. În aparatura de măsurat se folosesc cel mai des rezistoare de referinţă şi condensatoare de referinţă; mult mai rar se folosesc inductoare de referinţă.

Orice impedor de referinţă este caracterizat printr-un parametru principal ca: rezistenţă, capacitate sau inductivitate, şi parametri secundari ca: unghi de fază, unghi de pierderi, factor de calitate etc. Eroarea de bază a impedorului de referinţă reprezintă abaterea parametrului principal de la valoarea sa nominală, în condiţii date de măsurare. Erorile suplimentare ale impedorului de referinţă reprezintă variaţia parametrului său principal în intervale date de variaţie ale mărimilor de influenţă ca temperatură, umiditate, putere disipată, tensiune, frecvenţă etc.

Un impedor de referinţă poate constitui o unitate constructivă distinctă sau poate fi încorporat într-un aparat de măsurat. În primul caz el poate juca şi rol de etalon de conservare (§ 1. 4. 2.).

O caracteristică foarte importantă a impedorului de referinţă este stabilitatea în timp a parametrului său principal. Aceasta este influenţată de factori geometrici (lungimi, secţiuni, grosimi etc.) şi de mărimi de material (rezistivitate, permitivitate, permeabilitate). Factorii geometrici intervin la toate tipurile de impedoare de referinţă, de multe ori cu ponderea cea mai mare. Stabilitatea lor poate fi asigurată în special prin construcţia rigidă. Influenţa mărimilor de material este importantă la toate tipurile de rezistoare şi condensatoare cu dielectric solid; în schimb este practic nulă la condensatoare cu aer şi la inductoarele fără miez feromagnetic. Alegerea materialelor cu proprietăţi electromagnetice stabile în timp este una din problemele importante ale construcţiei impedoarelor de referinţă.

4.2.1. REZISTOARE DE REFERINŢĂ

Proprietăţile rezistoarelor de referinţă depind de variaţiile posibile ale dimensiunilor elementului rezistiv, din cauza tensiunilor mecanice create de ansamblul suport-element rezistiv protecţie şi, pe de altă parte, de caracteristicile elementului rezistiv propriu-zis.

Tipuri constructive de rezistoare de referinţă. Se utilizează în special rezistoare bobinate şi rezistoare cu peliculă metalică. Rezistoare cu carbon sînt folosite ca elemente de circuit de precizie numai la valori peste 100 MΩ.

Problema principală a construcţiei rezistoarelor bobinate şi a celor peliculare este aceea a interacţiunii mecanice dintre suportul izolant şi elementul rezistiv bobinat sau depus pe acesta. Atît variaţiile de temperatură cît şi cele de umiditate produc tensiuni mecanice ale elementului rezistiv, care au drept consecinţă variaţii reversibile sau ireversibile ale rezistenţei. Una din soluţiile aplicate pentru diminuarea acestui efect constă în alegerea materialului pentru suport astfel, încît să aibă un coeficient de dilatare termică cît mai apropiat de acela al metalului din care este confecţionat elementul rezistiv. Pe această cale se obţin cele mai bune

rezultate la rezistoare între 10Ω și 10kΩ. La valori peste 10 kΩ o altă soluție avantajoasă este de a bobina firul rezistiv foarte larg, practic lipsit de tensiune mecanică; conductorul bobinat este închis ermetic într-o capsulă umplută cu un lichid vîscos, care îi conferă stabilitatea mecanică necesară. O altă construcție constă în placarea unui suport de sticlă specială cu un strat metalic relativ gros. Pentru precizie de 0,1% sau mai slabă se utilizează rezistoare cu peliculă subțire, obținute prin depunerea unui strat subțire de compoziție metalică pe un substrat ceramic.

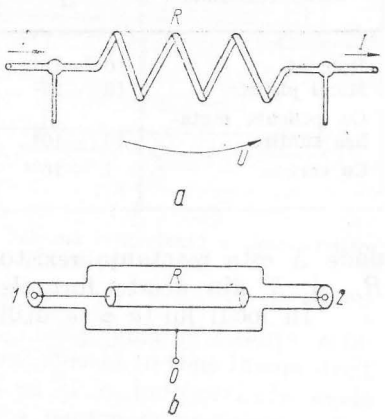


Fig. 4.22. Rezistoare multipolare: *a* — rezistor cuadripolar; *b* — rezistor tripolar.

După modul de conectare în circuit se deosebesc rezistoare dipolare, rezistoare cuadripolare (utilizate la valori mici de rezistență, de obicei sub 10 Ω), și rezistoare tripolare (utilizate la valori mari de rezistență, de obice peste 10 MΩ). Rezistorul cuadripolar se obține din cel dipolar prin adăugarea a două conexiuni suplimentare, numite borne de tensiune (fig. 4.22, *a*). Rezistorul tripolar se obține din cel dipolar prin introducerea sa într-un ecran izolat, prevăzut cu bornă (fig. 4.22, *b*).

Caracteristici principale ale rezistoarelor de referință. Valoarea efectivă R, valoarea nominală R_n și eroarea $(R_n - R)/R_n$, exprimată de obicei în procente, sînt primele caracteristici importante pentru utilizator. Limita specificată a erorii rezistorului reprezintă clasa de toleranță (sau toleranța). Stabilitatea în timp a rezistenței este specificată ca stabilitate fără sarcină (stabilitate de depozitare) și stabilitate în sarcină. În majoritatea aplicațiilor coeficientul de temperatură al rezistorului (variația relativă a rezistenței cu temperatura) constituie un parametru deosebit de important. Coeficientul de tensiune (variația relativă a rezistenței cu tensiunea aplicată) este semnificativ la rezistoarele de carbon, practic numai la valori mari ale rezistenței. Puterea maximă disipată de rezistor și tensiunea maximă aplicabilă reprezintă alte două limitări, care trebuie luate în considerare în toate aplicațiile. Puterea disipată în rezistor produce o autoîncălzire; pentru a o menține în limite acceptabile, este necesar în multe cazuri ca rezistorul să fie utilizat sub puterea disipată maximă admisibilă. În tabelul 4.2 sînt date cîteva caracteristici ale principalelor tipuri de rezistoare de precizie.

Comportarea rezistoarelor în curent alternativ. Principalele caracteristici care descriu comportarea unui rezistor în curent alternativ sînt: abaterea relativă a rezistenței în c.a. față de rezistența în c.c.

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R_{ca} - R_{cc}}{R_{cc}} \tag{4.31}$$

și tangenta unghiului de fază

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R_{ca}}, \tag{4.32}$$

Tabel 4.2

Parametrii principali ai unor tipuri de rezistoare de precizie

Tipul rezistorului	Rezistența Ω	Toleranța %	Coeficientul de temperatură, ppm/K	Coeficientul de tensiune, ppm/V	Puterea disipată maximă, W
Bobinat	$10^{-2}-10^{7}$	$\pm 0{,}001-0{,}1$	5—25	Neglijabil	0,1—100
Metal placat	$10-10^{5}$	$\pm 0{,}001-0{,}1$	5—25	Neglijabil	0,1—0,5
Cu peliculă metalică subțire	$10-10^{8}$	$\pm 0{,}01-1$	25—150	<10	0,1—2
Cu carbon	$1-10^{14}$	$\pm 0{,}1-10$	100—1500	<500	0,1—1

unde X este reactanța rezistorului în circuitul echivalent serie. Mărimile R_{ca} și X din aceste formule sînt considerate la o frecvență specificată.

În locul lui tg φ se utilizează deseori constanta de timp a rezistorului

$$\tau = \frac{|\operatorname{tg} \varphi|}{\omega}. \tag{4.33}$$

Deoarece la frecvențe nu prea înalte $|\operatorname{tg} \varphi|$ este practic proporțional cu frecvența, constanta de timp τ este independentă de frecvență.

În general, $\Delta R/R$ și tg φ (sau τ) sînt parametri independenți ai rezistorului; din cunoașterea unuia nu se poate deduce nici o concluzie asupra valorii celuilalt.

Pentru rezistorul dipolar, o schemă echivalentă simplificată (fig. 4.23) conține rezistența propriu-zisă în serie cu inductivitatea echivalentă a înfășurării L și în paralel cu o capacitate echivalentă C și o rezistență de pierderi echivalentă R_p. Cu neglijarea unor termeni mici, rezultă

$$\frac{\Delta R}{R} = \omega^2(2LC - C^2R) - \omega CR \cdot \operatorname{tg} \delta; \tag{4.34}$$

$$\tau = \left| \frac{L}{R} - CR \right|, \tag{4.35}$$

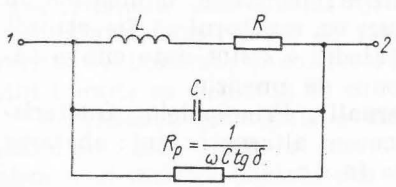


Fig. 4.23. Schema echivalentă a unui rezistor dipolar în c.a.

unde tg δ este tangenta unghiului de pierderi al dielectricului (o valoare medie ținînd seama de materialul de impregnare a bobinajului, suport, borne etc.). Se observă că rezistența în c.a. poate să crească sau să scadă cu frecvența; în multe cazuri influența termenului $-\omega CR \operatorname{tg} \delta$ este predominantă (în special la rezistențe peste 1000 Ω) și rezistența în c.a. scade cu frecvența. Constanta de timp depinde de L și de C; la rezistențe mici predomină efectul lui L, iar la rezistențe mari predomină efectul lui C (de regulă, cele două efecte sînt de același ordin la rezistențe de zeci sau sute de ohmi).

Pentru rezistorul tripolar o schemă echivalentă acceptabilă este cea din fig. 4.24, în care capacitatea față de masă este considerată uniform distribuită. Pentru acest caz rezultă

$$\frac{\Delta R}{R} = \omega^2\left[2L\left(C - \frac{1}{6}C_p\right) - R^2\left(C^2 + \frac{1}{120}C_p^2\right)\right] - \omega CR \operatorname{tg}\delta; \quad (4.36)$$

$$\tau = \left|\frac{1}{R}\left(L + \frac{1}{6}C_pR^2\right) - CR\right|. \quad (4.37)$$

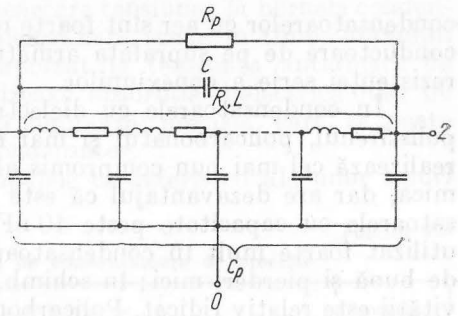


Fig. 4.24. Schema echivalentă a unui rezistor tripolar în c.a.

Se observă că capacitatea față de masă C_p micșorează rezistența echivalentă în c.a., iar asupra constantei de timp acționează în sens invers decît capacitatea directă C, avînd aceeași influență ca și o inductivitate egală cu $C_pR^2/6$. Această proprietate poate fi folosită pentru compensarea efectului capacității C asupra constantei de timp.

Rezistența în c.a. și constanta de timp mai sînt influențate de curenții turbionari induși în piesele metalice ale rezistorului și de efectul pelicular în conductor. Aceste efecte însă se manifestă, de obicei, numai la frecvențe mai înalte decît frecvența maximă de utilizare a rezistoarelor construite pentru c.a.

Rezultă că principalii parametri care determină comportarea rezistoarelor etalon în c.a. sînt L, C, C_p și tg δ. Neglijînd, în primă aproximație, efectele lui C_p și tg δ, se vede că efectele lui L și C sînt contrare și se pot compensa, pentru a anula fie variația $\Delta R/R$, fie constanta τ; nu se poate însă obține anularea simultană a lui $\Delta R/R$ și τ, întrucît condițiile respective sînt diferite ($2L = R^2C$, sau $L = R^2C$); singura soluție este de a se micșora atît L cît și C. În acest scop se folosesc diferite moduri de bobinare, care reușesc să mențină atît inductivitatea parazită cît și capacitatea parazită la valori satisfăcătoare.

4.2.2. CONDENSATOARE DE REFERINȚĂ

În aparatura de măsurat, reactoarele de referință se realizează aproape în exclusivitate folosind condensatoare (și nu bobine, care au proprietăți mai defavorabile).

Tipuri constructive de condensatoare de referință. Cele mai bune proprietăți le au condensatoarele cu dielectric gazos, cu o cantitate minimă de dielectric solid pentru izolatoarele de susținere a armăturilor. Ele se realizează sub forma de pachete de plăci metalice intercalate, cu capacități de la zero pînă la 1—2 nF. Sînt utilizate în special ca etaloane, de capacitate fixă sau variabilă (cu armături rotitoare). În aparate de măsurat se întîlnesc mai ales ca condensatoare variabile cu aer. Necesită o tehnologie de fabricație foarte îngrijită pentru asigurarea rigidității și stabilității mecanice. Pierderile

condensatoarelor cu aer sînt foarte mici; ele provin de la peliculele imperfect conductoare de pe suprafața armăturilor, iar la frecvențe înalte și datorită rezistenței serie a conexiunilor.

În condensatoarele cu dielectric solid se folosește ca dielectric mica, polistirenul, policarbonatul și mai rar poliesteri, hîrtii etc. Materialul care realizează cel mai bun compromis al proprietăților electrice și mecanice este mica, dar are dezavantajul că este scump, fiind evitat mai ales la condensatoarele cu capacitate peste 10 nF. Polistirenul plasticizat (stiroflex) este utilizat foarte mult în condensatoarele de precizie, avînd stabilitate destul de bună și pierderi mici; în schimb, coeficientul de temperatură al permitivității este relativ ridicat. Policarbonatul are avantajul important că permite

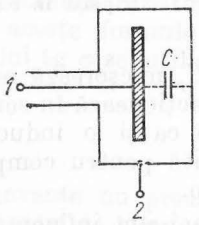


Fig. 4.25. Condensator ecranat.

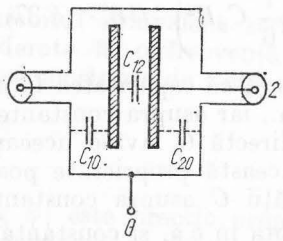


Fig. 4.26. Condensator tripolar.

obținerea de capacități mari într-un volum relativ mic (se fabrică asemenea condensatoare pînă la 100 μF), dar cu performanțe inferioare polistirenului. Politetrafluoretilena (teflonul) are pierderile cele mai mici, rezistența de izolație cea mai bună și absorbția dielectrică cea mai redusă.

Condensatoarele de referință de capacități mici se execută deseori ca condensatoare dipolare ecranate (fig. 4.25) sau ca condensatoare tripolare (fig. 4.26).

Caracteristici principale ale condensatoarelor de referință. Capacitatea nominală C_n și eroarea $(C_n - C)/C_n$ exprimată de obicei în procente sînt cei mai importanți parametri ai unui condensator de referință. Limita specificată a erorii condensatorului reprezintă clasa de toleranță (sau toleranța).

Stabilitatea în timp a capacității este de obicei în limitele toleranței specificate. Variația cu temperatura a capacității este aproape liniară într-un interval îngust de temperatură și se poate exprima prin coeficientul de temperatură.

În majoritatea aplicațiilor interesează valoarea tangentei unghiului de pierderi (tg δ) al condensatorului, care exprimă *impuritatea* sa ca reactanță. Valoarea tg δ variază cu frecvența, într-un mod care depinde de proveniența pierderilor (dielectric, rezistență serie etc.). De obicei se specifică valoarea tg δ la frecvența de 1 kHz sau 1 MHz (la condensatoare cu capacități sub 1 nF).

La frecvențe foarte joase (integratoare, circuite de memorie etc.) prezintă interes rezistența de izolație a condensatorului. Tot în aceste aplicații, un efect supărător îl are fenomenul de absorbție dielectrică, datorit polarizării lente a moleculelor dielectricului. Absorbția dielectrică se manifestă ca o *întîrziere* sau un *post-efect* în comportarea condensatorului și se pune în evi-

dență practic descărcînd scurt un condensator care a fost menținut încărcat un timp de cel puțin 10 minute. După descărcare tensiunea la bornele condensatorului nu este nulă, ci prezintă o valoare care scade în timp. Maximul tensiunii remanente după descărcare, raportat la tensiunea anterioară de încărcare, este parametrul care caracterizează absorbția dielectrică (dat de obicei în procente). Absorbția dielectrică limitează precizia care se poate obține în convertoare operaționale cu condensator.

În tabelul 4.3 sînt rezumate principalele caracteristici ale unor tipuri uzuale de condensatoare.

Tabelul 4.3

Parametrii principali ai unor tipuri de condensatoare de precizie

Tipul condensatorului	Capacitatea μF	Toleranța %	Coeficientul de temperatură * ppm/K	tg δ * ppm	Absorbția dielectrică %
Cu aer	0—0,001	±0,1—1	(+10—(+20)	10	—
Mică	0,001—1	±0,01—0,5	(+20—(+50)	100—300	0,2
Polistiren	0,0001—10	±0,1—10	(—140)—(—100)	100—200	0,1
Poliester	0,01—10	±0,5—10	(+200)—(+500)	4000—7000	0,3
Policarbonat	0,1—100	±0,5—10	0—(+200)	800—1500	0,3

* În jurul temperaturii de +20°C

Comportarea condensatoarelor în curent alternativ. La condensatoarele cu aer, variația capacității cu frecvența este determinată exclusiv de inductivitatea parazită a conexiunilor și a armăturilor. Din schema echivalentă (fig. 4.27) se deduce

$$C_e = \frac{C}{1 - \omega^2 LC}, \tag{4.38}$$

unde C este capacitatea la frecvențe joase, iar C_e este capacitatea echivalentă la frecvența $f = \omega/2\pi$. Capacitatea crește cu frecvența, creșterea relativă fiind aproximativ $\omega^2 LC$ pentru frecvențe nu prea mari.

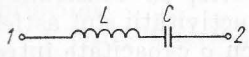


Fig.4. 27. Schema echivalentă a unui condensator dipolar.

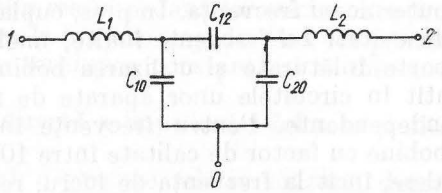


Fig. 4.28. Schema echivalentă a unui condensator tripolar.

În cazul condensatorului tripolar, din schema echivalentă (fig. 4.28) rezultă o creștere relativă a capacității de aproximativ

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{C_e - C}{C} = \omega^2 L_1 (C_{10} + C_{12}) + \omega^2 L_2 (C_{20} + C_{12}) \tag{4.39}$$

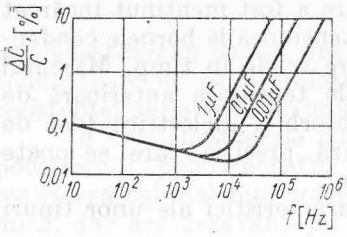


Fig. 4.29. Variația cu frecvența a capacității unor condensatoare cu dielectric solid.

sau, dacă $L_1 = L_2 = L/2$:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{C_e - C}{C} = \omega^2 L\left(\frac{C_{10} + C_{20}}{2} + C_{12}\right). \quad (4.40)$$

Dacă C_{10} și C_{20} sînt mici în comparație cu C_{12}, expresia (4.40) se reduce la cea precedentă (4.38). În caz contrar, capacitățile față de masă C_{10} și C_{20} influențează sensibil variația cu frecvența $\Delta C/C$.

O valoare tipică a inductivității parazite este $L = 0{,}1$ μH. Aceasta înseamnă o creștere de 1% a capacității la $f = 1{,}6$ MHz, în cazul unui condensator de 1 nF. Pentru utilizare la frecvențe de ordinul 10—100 MHz, inductivitatea trebuie redusă la minimum, în special la condensatoarele de capacitate relativ mare.

La condensatoarele cu dielectric solid, capacitatea variază cu frecvența din două cauze: absorbția dielectrică și inductivitatea parazită. Absorbția dielectrică produce o scădere a capacității cu frecvența, care se manifestă pînă la o frecvență la care devine predominantă creșterea capacității datorită inductivității parazite (fig. 4.29). Variația capacității cu frecvența are un minim, la o frecvență cu atît mai mică cu cît capacitatea este mai mare. Trebuie subliniat că la condensatoarele cu dielectric solid inductivitatea parazită este datorită în mare parte armăturilor înfășurate în formă de spirală; la aceste condensatoare frecvența maximă de utilizare poate fi foarte coborîtă, în special în cazul capacităților mari.

4.2.3. INDUCTOARE DE REFERINȚĂ

Principalul dezavantaj al bobinelor de inductanță, în comparație cu condensatoarele, este că oferă o reactanță mult mai *impură*, mai ales la frecvențe joase: rezistența reziduală este mare, iar inductivitatea variază puternic cu frecvența. În plus, cuplajele magnetice cu exteriorul sînt mai greu de evitat. La frecvențe înalte, unele dezavantaje enumerate pot fi în mare parte înlăturate și utilizarea bobinelor de inductivitate este mai frecventă, atît în circuitele unor aparate de măsurat, cît și ca elemente de referință independente. Pentru frecvențe între 50 kHz și 100 MHz, se construiesc bobine cu factor de calitate între 100 și 600. Valorile inductivității sînt astfel alese, încît la frecvența de lucru, rezonanța să aibă loc cu o capacitate între 50 pF și 500 pF. În mod obișnuit, se poate conta pe o stabilitate a inductivității de 0,1—2%. Prin ecranare electromagnetică, orice cuplaj cu exteriorul este eliminat.

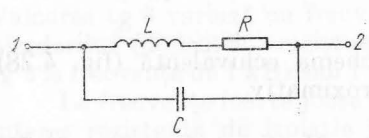


Fig. 4.30. Schema echivalentă a unui inductor.

Variația cu frecvența a inductivității este datorită capacității repartizate a bobinei, care poate fi echivalată cu o capacitate între borne (fig. 4.30). Efectul altor ele-

mente, precum și al modului de conexiune, este de obicei neglijabil. Inductivitatea la o frecvență oarecare este dată de

$$L_e = \frac{L}{1 - \omega^2 LC}, \tag{4.41}$$

unde L_e este inductivitatea echivalentă la frecvența $f = \omega/2\pi$, L este inductivitatea la o frecvență joasă, iar C este capacitatea proprie a bobinei.

Se obișnuiește ca valoarea capacității C să fie determinată prin intermediul frecvenței de rezonanță proprie a bobinei, cu relația $\omega_r^2 LC = 1$. Acest procedeu nu este însă riguros: datorită caracterului repartizat al capacității C, valoarea din formula de corecție este totdeauna mai mică decît cea care rezultă din formula rezonanței (de exemplu, în ipoteza repartizării uniforme a capacității, valoarea de corecție este de aproximativ 82% din valoarea de rezonanță).

La bobinele de inductivitate mare, variația cu frecvența este foarte accentuată (de exemplu dacă $L = 10$ H și $C = 100$ pF, inductivitatea este cu aproximativ 4% mai mare la 1 kHz decît la frecvența zero).

Inductivitatea bobinelor cu miez feromagnetic variază cu frecvența și din cauza miezului. La frecvențe înalte și ecranul poate avea o influență importantă asupra inductivității bobinei.

4.3. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN CONVERSIUNE IMPEDANȚĂ-TENSIUNE

Conversiunea impedanță-tensiune reprezintă o perfecționare a principiului ohmmetrului clasic. Prin conversiune se obține o tensiune funcție de impedanța sau de admitanța de măsurat. Tensiunea este măsurată cu mijloace obișnuite, analogic sau digital.

În schemele cele mai simple se păstrează constantă fie tensiunea la bornele impedorului de măsurat, fie curentul prin impedor, și se măsoară cealaltă mărime. În general, pentru măsurarea impedanțelor mici se menține curentul constant și se măsoară tensiunea la bornele impedorului, iar pentru măsurarea impedanțelor mari se menține tensiunea constantă și se măsoară curentul prin impedor.

Diferite aparate pentru măsurarea directă a impedanței folosesc și alte principii.

Toate aceste aparate au, în general, o precizie relativ scăzută, determinată în principal de erorile instrumentului indicator (fac excepție doar aparatele digitale). În schimb, au avantajul unor măsurări rapide în intervale de valori destul de largi.

4.3.1. OHMMETRE

Ohmmetrele (electronice), analogice sau digitale, sînt de obicei încorporate în multimetre. Se folosesc, în principal, două principii de realizare a ohmmetrelor: prin măsurarea căderii de tensiune pe rezistorul R_x, sau prin conectarea rezistorului R_x în bucla de reacție a unui amplificator operațional

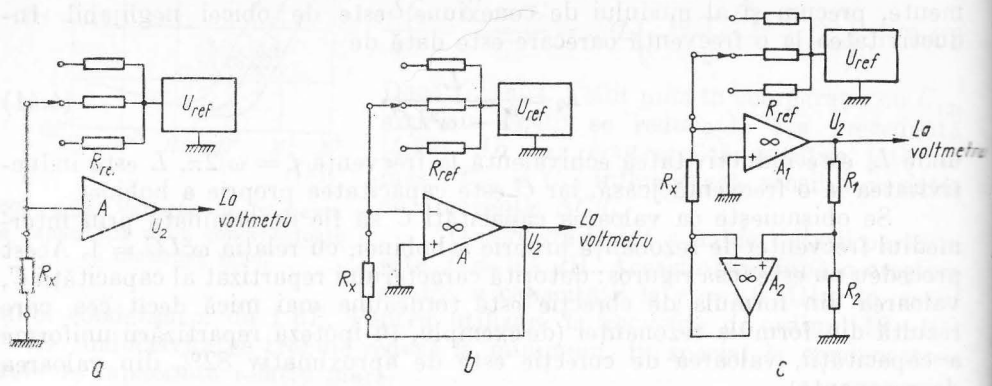


Fig. 4.31. Scheme de ohmmetre:
a — cu măsurarea căderii de tensiune pe R_x; *b* — cu R_x conectat ca rezistență de reacție; *c* — cu măsurare în conexiune pentapolară.

Prima variantă (fig. 4.31, *a*) folosește o sursă de curent constant, care debitează pe rezistorul de măsurat R_x. Căderea de tensiune pe R_x este amplificată de amplificatorul operațional A, a cărui tensiune de ieșire este măsurată de un voltmetru. Gamele de măsurare sînt obținute prin comutarea rezistoarelor de reacție ale amplificatorului A și prin schimbarea curentului generat de sursă.

A doua variantă folosește schema de bază din fig. 4.31, *b*. Intrarea inversoare a amplificatorului operațional fiind practic la potențialul masei, rezultă

$$\frac{U_2}{U_{ref}} = \frac{R_x}{R_{ref}}, \text{ de unde } R_x = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} U_2. \qquad (4.42)$$

Tensiunea U_2 măsurată cu un voltmetru este astfel proporțională cu R_x. Acest circuit de măsurare este practic insensibil la rezistențe parazite între bornele rezistorului R_x și masă, care apar în paralel pe intrarea amplificatorului, respectiv pe ieșirea lui. Se realizează astfel o măsurare în conexiune tripolară.

O variantă mai perfecționată, utilizată în unele multimetre digitale este reprezentată în fig. 4.31, *c*. Aici reacția negativă a amplificatorului A_1 este realizată prin intermediul amplificatorului A_2 conectat ca repetor. În acest fel, potențialul bornei de tensiune a rezistorului R_x este practic identic cu potențialul joncțiunii rezistoarelor R_1, R_2 și este eliminat efectul oricărei rezistențe de conexiune. La cealaltă parte, rezistența conexiunii are un efect neglijabil, fiind în serie cu rezistorul R_{ref}, de valoare suficient de mare (de obicei, de cel puțin 10 kΩ). Gamele de măsurare se obțin prin comutarea rezistoarelor R_{ref} și a raportului de divizare $R_2/(R_1 + R_2)$. De exemplu, cu $U_{ref} = 1$ V; $R_{ref} = 10$ kΩ; 100 kΩ; 1 MΩ și 10 MΩ și $R_2(R_1 + R_2) = 1$; 0,1 și 0,01, cu $U_2 = 0-1$ V, rezultă șase game de măsurare: de la 0—100 Ω pînă la 0—10 MΩ. Această variantă se bucură de aceeași proprietate de a fi neinfluențată de rezistențe parazite față de masă. În plus, așa cum s-a arătat, măsurarea este independentă și de rezistențele conexiunilor. Se realizează astfel o măsurare în conexiune pentapolară.

Ohmmetrele digitale au o precizie de măsurare între 0,01% și 0,5%, pentru rezistențe între 1Ω și 10 MΩ. Curentul prin rezistorul de măsurat variază între 100 mA (pentru rezistențe mici) și 0,1 μA (pentru rezistențe mari).

4.3.2. FARADMETRE ȘI HENRYMETRE

Măsurarea directă a capacității se face de obicei prin aplicarea unei tensiuni alternative cunoscute condensatorului de măsurat și măsurarea curentului care îl străbate:

$$C_x = \frac{I_m}{\omega U}, \tag{4.43}$$

unde I_m este curentul măsurat și U este tensiunea aplicată. De obicei, în serie cu C_x este conectată o rezistență r, de valoare mică în comparație cu reactanța condensatorului și se măsoară căderea de tensiune U_r pe r:

$$C_x = \frac{U_r}{U}\frac{1}{\omega r} = KU_r, \tag{4.44}$$

unde K este o constantă a aparatului (fig. 4.32). Generatorul produce o tensiune de amplitudine și frecvență constante. Tensiunea de măsurare este mică, de ordinul zecilor de milivolți, pentru a se putea măsura și capacități ale elementelor neliniare (de exemplu dispozitive semiconductoare). Măsurarea se poate face în conexiune dipolară sau tripolară, începînd de la capacități foarte mici, miimi de picofarazi, pînă la zeci de nanofarazi. Precizia de măsurare este între 0,2 și 2% în funcție și de indicatorul folosit (digital sau analogic).

Diferite alte principii de măsurare a capacității sînt folosite, de cele mai multe ori pentru a obține o tensiune sau un curent proporțional cu capacitatea

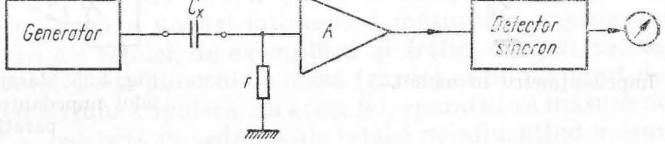


Fig. 4.32. Faradmetru electronic.

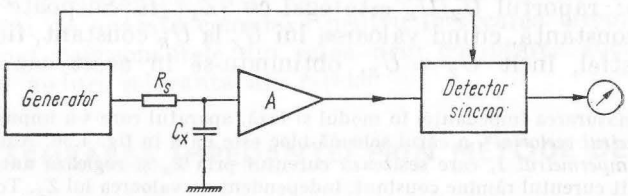


Fig. 4.33. Principiu de măsurare a capacităților mari.

de măsurat: oscilatoare sinusoidale sau oscilatoare de relaxare în care frecvența, durata impulsurilor sau amplitudinea lor depinde de C_x.

Pentru măsurarea capacităților mari se folosesc circuite de măsurare în care tensiunea alternativă de măsurare este aplicată lui C_x prin intermediul unei rezistențe R_s de valoare mare în comparație cu $1/(\omega C_x)$ (fig. 4.33).

Măsurarea se face în conexiune cuadripolară, căderea de tensiune pe C_x fiind aplicată unui amplificator diferențial. Semnalul este demodulat sincron într-un detector comandat cu un semnal decalat la $\pi/2$ față de generator.

Mai puțin răspîndite decît faradmetrele, henrymetrele pot fi realizate pe baza unor principii asemănătoare.

4.3.3. IMPEDANȚMETRE

Impedanțmetrele (Z-metrele) măsoară fie numai impedanța în modul, fie modulul și unghiul de fază al impedanței.

Pentru măsurarea modulului impedanței se poate folosi oricare din metodele descrise anterior: măsurarea tensiunii la bornele lui Z_x sau a curentului prin Y_x. S-au realizat o mare varietate de aparate de acest fel. Pentru a lărgi intervalul de măsurare a impedanței, de la ordinul ohmilor la acela al megohmilor, se pot folosi transformatoare de adaptare, ca în schema-bloc din fig. 4.34: un transformator de tensiune și un transformator de curent, ambele cu prize. Tensiunea generatorului și amplificarea milivoltmetrului trebuie să fie stabile.

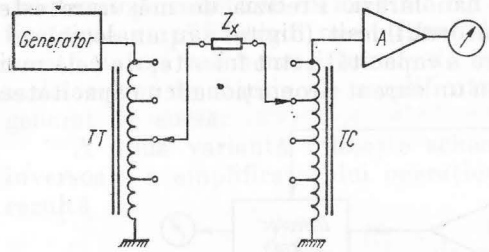


Fig. 4.34. Impedanțmetru în modul.

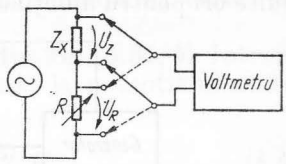


Fig. 4.35. Măsurarea modulului impedanței prin comparație.

O altă posibilitate este de a măsura prin comparare, conform schemei din fig. 4.35: raportul U_Z/U_R este egal cu $|Z_x|/R$. Se poate lucra fie cu R de valoare constantă, citind valoarea lui U_Z la U_R constant, fie cu R variabil, reglîndu-l astfel, încît $U_Z = U_R$, obținîndu-se în acest caz $|Z_x| = R$.

Pentru măsurarea impedanței în modul și fază, aparatul care s-a impus în ultimul timp este *impedanțmetrul vectorial**, a cărui schemă-bloc este dată în fig. 4.36. Amplificatorul A este comandat de *ampermetrul I*, care sesizează curentul prin Z_x și reglează automat amplificarea lui A astfel, încît curentul rămîne constant, independent de valoarea lui Z_x. Tensiunea la bornele lui Z_x, proporțională cu Z_x, este preluată de amplificatorul U și aplicată indicatorului $|Z|$ gradat în ohmi. Semnalele de la U și I sînt limitate și aplicate fazmetrului φ, de tip cu trecere prin zero, care indică unghiul de fază φ al impedanței. Aparatul are avantajul că nu necesită nici un reglaj, indică direct $|Z|$ și φ într-o gamă largă de valori (1 Ω—10 MΩ), independent de frecvență (între 5 Hz și 500 kHz). În schimb, are o precizie relativ redusă (5% pentru $|Z|$, 6° pentru φ) și are o construcție destul de complicată. Există și o variantă a aparatului pentru frecvențe mai înalte, de la 0,5 la 100 MHz.

* Fabricat de firma *Hewlett-Packard*, S.U.A..

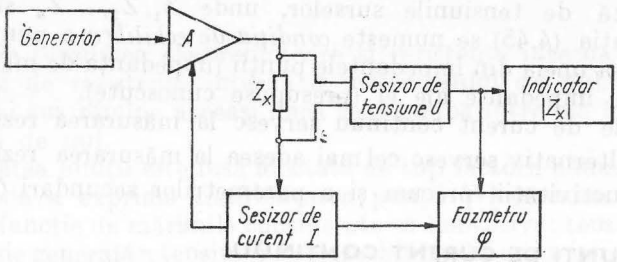


Fig. 4.36. Schema bloc a unui impedanțmetru vectorial.

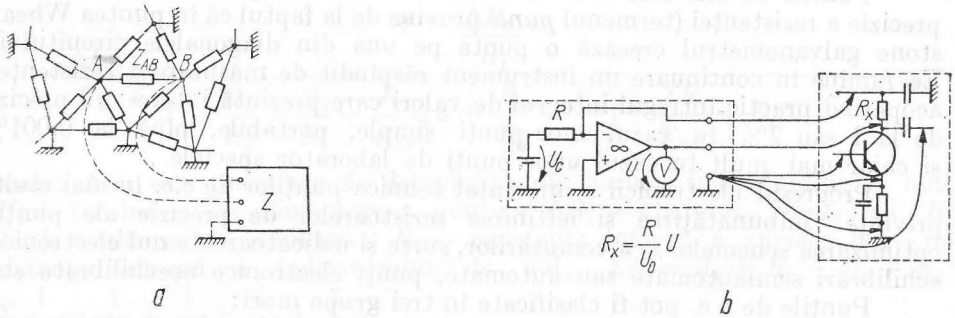


Fig. 4.37. Măsurarea *în circuit (in situ)* a impedanței unei componente: *a* — măsurarea impedanței Z_{AB} dintr-o rețea; *b* — măsurarea unei rezistențe într-un circuit electronic.

O posibilitate de mare importanță practică pe care o oferă unele impedanțmetre este aceea de a măsura impedanța unui element de circuit, fără a-l deconecta dintr-un circuit oricît de complex. În acest scop, dacă într-o rețea electrică cu n noduri interesează măsurarea impedanței directe dintre două noduri ale rețelei, de exemplu A și B (fig. 4.37, *a*), se leagă celelalte $n-2$ noduri ale rețelei la punctul de masă (gardă) al unui aparat de măsurat impedanța în conexiune tripolară. În acest fel, aparatul va măsura numai impedanța directă Z_{AB}, celelalte impedanțe ale rețelei neinfluențînd măsurarea. Ca circuit de bază pentru măsurarea impedanței tripolare se poate folosi un circuit cu amplificator operațional (fig. 4.37, *b*). Această soluție stă la baza unei mari varietăți de aparate complexe pentru încercarea circuitelor, care testează automat componentele din rețea prin comutarea succesivă pe toate perechile de noduri relevante ale rețelei.

4.4. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN METODE DE PUNTE

Metoda de punte este metoda de zero clasică pentru măsurarea impedanței. În general, puntea este o rețea electrică compusă din cel puțin patru impedanțe și cel puțin o sursă, caracterizată prin aceea că tensiunea U_{AB} dintre două puncte ale ei A și B este nulă dacă este îndeplinită o anumită relație:

$$f(Z_1, Z_2, \ldots Z_n) = 0, \qquad (4.45)$$

independentă de tensiunile surselor, unde $Z_1, Z_2, \ldots Z_n$ sînt impedanțele punții. Relația (4.45) se numește *condiția de echilibru* a punții și servește la determinarea uneia din impedanțele punții (impedanța de măsurat) în funcție de celelalte impedanțe ale ei (presupuse cunoscute).

Punțile de curent continuu servesc la măsurarea rezistenței. Punțile de curent alternativ servesc cel mai adesea la măsurarea rezistenței, capacității și inductivității, precum și a parametrilor secundari Q, D, tg δ etc.

4.4.1. PUNȚI DE CURENT CONTINUU

Puntea de c.c. este unul din cele mai vechi mijloace de măsurare cu precizie a rezistenței (termenul *punte* provine de la faptul că în puntea Wheatstone galvanometrul creează o punte pe una din diagonalele circuitului). Ea rămîne în continuare un instrument răspîndit de măsurare a rezistenței, acoperind practic întregul interval de valori care prezintă interes, cu precizii de la 1 sau 2% în cazul unor punți simple, portabile, pînă la 0,001% și chiar mai mult în cazul unor punți de laborator speciale.

Progresul electronicii a influențat tehnica punților de c.c. în mai multe privințe: îmbunătățirea și ieftinirea rezistoarelor de precizie ale punții, optimizarea schemelor și a comutărilor, surse și indicatoare de nul electronice, echilibrări semiautomate sau automate, punți electronice neechilibrate etc.

Punțile de c.c. pot fi clasificate în trei grupe mari:

— punți pentru măsurarea rezistențelor de valori medii, de obicei punți Wheatstone, în care obiectul de măsurat este un element dipolar;

— punți pentru măsurarea rezistențelor de valori mici, de obicei punți Thomson, în care obiectul de măsurat este un element cuadripolar;

— punți pentru măsurarea rezistențelor de valori mari, care sînt variante ale punții Wheaststone, obiectul de măsurat fiind de regulă un element tripolar.

Utilizarea conexiunilor cuadripolare și a celor tripolare rezultă din necesitatea de a elimina efectul rezistențelor serie r_s ale conexiunilor (în cazul măsurării rezistențelor de valori mici), respectiv a rezistențelor paralel r_p de izolație (în cazul măsurării rezistențelor de valori mari). Alegerea schemei adecvate de măsurare se poate face ținînd seama de erorile de măsurare datorite rezistențelor parazite r_s și r_p, egale cu r_s/R_x, respectiv R_x/r_p (valori practice sînt $r_s = 10^{-3} - 10^{-2}\ \Omega$ și $r_p = 10^{10} - 10^{11}\ \Omega$). Astfel, în conexiune dipolară se poate măsura cu precizie de 0,1—1% aproximativ între 1 Ω și 100 MΩ. Pentru măsurarea rezistențelor sub 1 Ω este necesară utilizarea conexiunii cuadripolare, iar peste 100 MΩ, în multe situații practice se impune utilizarea conexiunii tripolare.

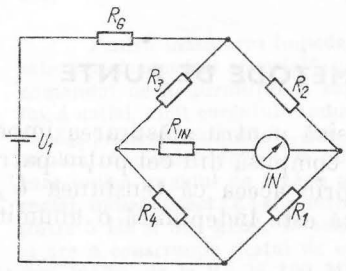


Fig. 4.38. Punte Wheatstone.

Puntea Wheatstone. Schema de bază a punții Wheatstone este cea din fig. 4.38. La echilibru curentul prin indicatorul de nul *IN* este zero și relația dintre rezistențele punții este

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \quad \text{sau} \quad R_1 R_3 = R_2 R_4, \qquad (4.46)$$

independentă de tensiunea electromotoare și rezistența internă a sursei, de sensibilitatea și de rezistența internă a indicatorului de nul. Condiția de echilibru de mai sus rămîne aceeași dacă se schimbă între ele locurile sursei și indicatorului de nul.

Sensibilitatea punții este însă afectată de toți factorii enumerați. Există multe moduri de a exprima sensibilitatea punții Wheatstone și a căuta maximul ei, în funcție de mărimile considerate ca limitative: tensiuni, curenți, puteri. O expresie generală a tensiunii de dezechilibru în apropierea echilibrului este următoarea:

$$\frac{\Delta U_2}{U_1} = \frac{\dfrac{\Delta R_1}{R_1}}{2 + \dfrac{R_1}{R_2} + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_G}{R_{IN}}\left(2 + \dfrac{R_2}{R_3} + \dfrac{R_3}{R_2}\right) + \dfrac{\Sigma R}{R_{IN}} + R_G \Sigma \dfrac{1}{R}}, \tag{4.47}$$

unde: ΔU_2 este tensiunea de dezechilibru la bornele indicatorului de nul; U_1 — tensiunea de alimentare a punții; ΔR_1 — abaterea rezistenței R_1 de la valoarea de echilibru; R_G — rezistența internă a sursei; R_{IN} — rezistența internă a indicatorului de nul; $\Sigma R = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$; $\Sigma \dfrac{1}{R} = \dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2} + \dfrac{1}{R_3} + \dfrac{1}{R_4}$.

Dacă $R_G = 0$ și $R_{IN} = \infty$, ceea ce aproximează destul de bine situația în cazul punților cu indicator de nul electronic, sensibilitatea este maximă dacă brațele punții sînt egale: $R_1 = R_2$. Rezultă, pentru acest caz, $\Delta U_2/U_1 = 0{,}25\ \Delta R_1/R_1$, adică raportul dintre variația tensiunii de ieșire a punții și tensiunea de alimentare este 1/4 din variația relativă a rezistenței de măsurat. În toate celelalte cazuri valoarea acestui raport este mai mică.

Dacă $R_G = 0$ dar $R_{IN} \neq \infty$, se obține sensibilitate maximă (putere maximă în indicatorul de nul) pentru $R_{IN} = R_1 = R_2$ (condiție de adaptare). Dacă puntea are brațe inegale ($R_1 \neq R_2$), atunci pentru sensibilitate maximă R_{IN} trebuie să fie egal cu rezistența echivalentă a punții între punctele de conectare a indicatorului de nul:

$$R_{IN} = \frac{R_1 + R_4}{R_1 + R_2} R_2. \tag{4.48}$$

O analiză detaliată a sensibilității punții Wheatstone este dată de exemplu în [7, 14]. Practic condițiile de sensibilitate maximă sînt îndeplinite rar. De regulă, ele se îndeplinesc cu aproximație, undeva în zona mijlocie a intervalului de măsurare; din această cauză, sensibilitatea punților de construcție obișnuită este totdeauna mult mai scăzută la valori extreme ale lui R_x (foarte mici și foarte mari).

Eroarea de măsurare a punții Wheatstone este datorită erorilor rezistoarelor componente, rezistențelor parazite și sensibilității insuficiente a indicatorului de nul. Rezistențele de conexiune, formate din rezistențele conductoarelor de legătură, ale bornelor și ale comutatoarelor, limitează precizia măsurării rezistențelor mici, iar rezistențele de izolație limitează

precizia măsurării rezistențelor mari. Sensibilitatea indicatorului de nul devine insuficientă tot la extremitățile intervalului de măsurare, astfel că la rezistențe mici și la rezistențe mari precizia punții Wheatstone scade foarte mult.

Punțile Wheatstone utilizate practic sînt fie punți cu raport variabil, fie punți cu rezistor de referință variabil (fig. 4.39).

Puntea cu raport variabil (fig. 4.39, *a*) folosește un potențiometru P, al cărui cursor determină raportul rezistențelor a și b dintre cursor și extremități. Rezistența de măsurat este dată de

$$R_x = \frac{a}{b} R, \tag{4.49}$$

unde R poate fi comutabil pentru obținerea mai multor game de măsurare.

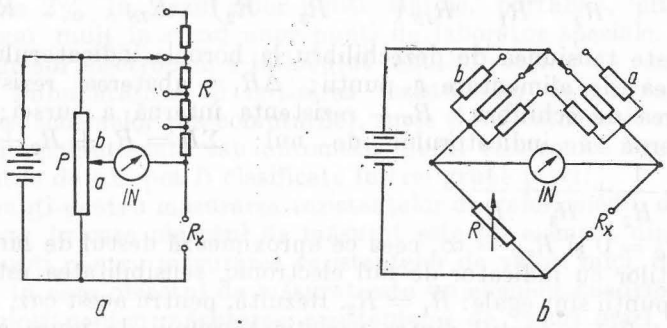


Fig. 4.39. Tipuri de punți Wheatstone:
a — cu raport variabil; *b* — cu rezistor de referință variabil.

Precizia punții este determinată, în principal, de liniaritatea și de rezoluția potențiometrului P, și este cuprinsă între 0,1 și 1%. Puntea cu raport variabil este utilizată în aparatele portabile de precizie redusă și în punțile înregistratoare automate.

Puntea cu rezistor de referință variabil (fig. 4.39, *b*) folosește un rezistor R variabil în 4,5 sau 6 decade și o pereche de rezistoare fixe comutabile a și b, pentru obținerea gamelor de măsurare. Condiția de echilibru este tot cea de mai sus (4.49). Raportul a/b poate lua valori ca: 10^{-3}; 10^{-2}; 10^{-1}; 1; 10 10^2 și 10^3, care reprezintă multiplicatori ai lui R pentru determinarea lui R_x. Precizia acestor punți este de 0,01—0,1%, uneori chiar mai bună.

Punți pentru măsurarea rezistențelor mici. Pentru măsurarea rezistențelor de valori mici, în conexiune dipolară, se poate face o echilibrare prealabilă a punții Wheatstone, cu bornele de măsurare în scurtcircuit; valoarea astfel găsită se scade din rezultatul măsurării lui R_x. Acest procedeu elimină efectul rezistenței conexiunilor, dar este afectat de rezistențele de contact.

Pentru măsurarea în conexiune cuadripolară se utilizează puntea Thomson (puntea dublă). Schema de bază a punții Thomson este dată în fig. 4.40. Se observă că puntea Thomson se obține din puntea Wheatstone

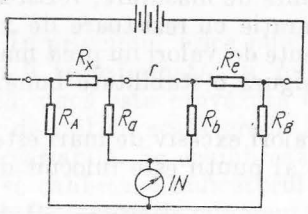


Fig. 4.40. Punte Thomson.

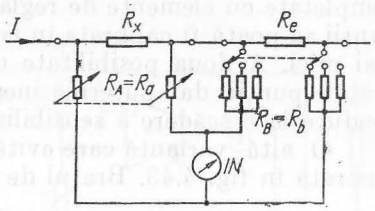


Fig. 4.41. Schema simplificată a unei punți Thomson de laborator.

prin adăugarea a două brațe suplimentare, care divid căderea de tensiune pe conexiunea dintre R_x și R_e în același raport ca și celelalte două brațe ale punții. Condiția de echilibru a punții Thomson este

$$R_x = \frac{R_A}{R_B} R_e + \frac{R_a r (R_A/R_B - R_a/R_b)}{R_a + R_b + r}. \qquad (4.50)$$

Al doilea termen din această expresie este un termen de eroare. El poate fi redus prin micșorarea lui r (rezistența conexiunii dintre R_x și R_e) și prin asigurarea de valori cît mai apropiate ale rapoartelor R_A/R_B și R_a/R_b.

Forma practică a punții Thomson este cea din fig. 4.41. Ca etalon R_e se folosește un rezistor cuadripolar. Rezistoarele $R_A = R_a$ sînt variabile în decade, iar $R_B = R_b$ sînt comutabile, cu valori de forma 10^n Ω. Folosind pentru R_e valori de forma 10^m, valoarea citită pe indicatoarele lui R_A se multiplică cu factorul 10^{m-n} pentru a obține rezultatul măsurării.

Puntea Thomson are și avantajul că prin R_x și R_e poate fi trecut un curent relativ mare pentru a se obține o sensibilitate ridicată.

Trebuie remarcat că pentru măsurarea rezistoarelor în conexiune cuadripolară se poate folosi și o variantă de punte Wheatstone, ca în fig. 4.42. Se vede că rezistențele conexiunilor lui R_x sînt în serie cu indicatorul de nul, cu sursa și cu rezistoarele R și a; dacă aceste rezistențe au valori suficient de mari, erorile vor fi neglijabile. Dezavantajul punții este că rezistența a nu poate fi micșorată prea mult (de obicei este de cel puțin 1 Ω), ceea ce limitează sensibilitatea obtenabilă.

Punți pentru măsurarea rezistențelor mari. Extinderea măsurării rezistenței cu punți Wheatstone către valori mari (peste 100 MΩ) întîmpină următoarele dificultăți: necesitatea unor indicatoare de nul de rezistență mare, creșterea excesivă a valorilor rezistențelor din brațele punții și influența mărită a rezistențelor de izolație.

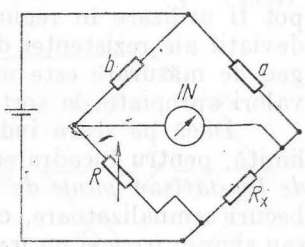


Fig. 4.42. Punte Wheatstone modificată pentru măsurare în conexiune cuadripolară.

La alegerea valorilor rezistențelor din brațele punții, există două posibilități. Prima constă în rezistențe de valori mari în brațele punții, comparabile cu R_x; aceasta păstrează o sensibilitate ridicată a punții, dar îngreunează obținerea unei precizii bune, datorită instabilității rezistoarelor de valori mari. Deseori, aceste rezistoare sînt

completate cu elemente de reglaj, pentru ca înainte de măsurare, rezistoarele punții să poată fi calibrate în trepte prin comparație cu rezistoare de valori mai mici. A doua posibilitate constă în rezistențe de valori nu prea mari în brațele punții, dar puternic inegale; aceasta asigură o stabilitate bună, dar conduce la o scădere a sensibilității.

O altă variantă care evită rezistoare de valori excesiv de mari este cea ilustrată în fig. 4.43. Brațul de rezistență mare al punții este înlocuit de un

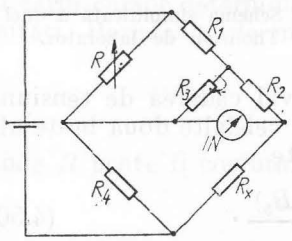


Fig. 4.43. Punte pentru rezistențe mari, cu circuit în stea (R_1, R_2, R_3).

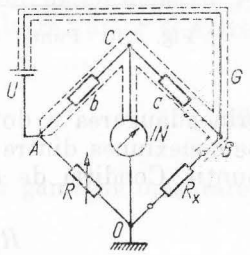


Fig. 4.44. Punte Wheatstone cu ecran-gardă.

circuit în stea R_1, R_2, R_3; prin transfigurarea acestuia în triunghi (în π), se vede că rezistența echivalentă $R_1 + R_2 + (R_1R_2)/R_3$ poate fi considerabil mai mare decît valorile componente R_1, R_2, R_3 (soluția conduce însă de asemenea la o scădere a sensibilității). Elementul variabil al punții este plasat în brațul opus lui R_x, ceea ce are avantajul că prin reducerea lui la zero se ajunge la $R_x = \infty$.

Influența rezistențelor de izolație poate fi redusă prin introducerea unui ecran de gardă, care interceptează curenții prin izolație și astfel împiedică închiderea lor prin părțile critice ale punții. Soluția obișnuită constă într-un ecran de gardă legat la unul din nodurile punții (fig. 4.44); el *îmbracă* punctele critice ale punții și face ca toate rezistențele de izolație să apară în paralel pe brațe de rezistență mică ale punții (în cazul de față, în paralel pe R).

La măsurarea rezistoarelor în conexiune tripolară, borna O trebuie legată la gardă. Se vede (fig. 4.44) că în acest caz rezistențele R_{10} și R_{20} ale obiectului de măsurat sînt în paralel fie pe o diagonală a punții, fie pe brațul de rezistență mică, neinfluențînd practic echilibrul punții.

Punți neechilibrate. Atît punțile Wheatstone, cît și punțile Thomson, pot fi utilizate în regim de punte neechilibrată, pentru a se măsura mici deviații ale rezistenței de măsurat R_x de la valoarea de echilibru R_{x0}. Acest gen de măsurare este util la măsurarea unui număr mare de rezistoare de valori apropiate, la sortarea rezistoarelor, la ajustarea rezistoarelor etc.

Dacă pe scara indicatorului de nul al punții se marchează repere de limită, pentru încadrarea rezistenței între acestea, puntea se numește *punte de limită* (sau *punte de toleranță*). La unele punți limitele sînt marcate prin becuri semnalizatoare, care indică valori prea mici, corecte sau prea mari, sau simplu *trece* și *nu trece*. O altă cerință importantă este uneori rapiditatea măsurării (numărul de măsurări pe secundă); în acest scop, se folosesc și punți cu echilibrare automată.

În principiu, orice punte obișnuită poate fi transformată în punte neechilibrată, dacă este prevăzută cu un indicator de nul cu scară gradată și sensibilitate variabilă. Se echilibrează puntea și apoi se calibrează indicatorul dînd rezistenței R_x o variație cunoscută și reglînd sensibilitatea indicatorului pentru a obține deviația dorită. Dependența dintre deviația indicatorului și variația $\Delta R_x/R_x$ este aproximativ liniară dacă abaterea de la echilibru nu este prea mare. Pentru o funcționare corectă, tensiunea de alimentare a punții trebuie să fie constantă în timp.

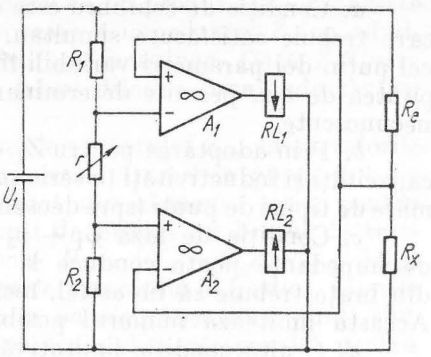


Fig. 4.45. Punte de limită cu comparatoare electronice.

Sînt posibile multe alte soluții pentru realizarea punților de limită. Una din ele este ilustrată în fig. 4.45. Puntea constă din brațele $R_1 = R_2 = R$ și o rezistență r reglabilă între ele; R_e este rezistența etalon, iar R_x este rezistența de măsurat. Dacă $\pm a\%$ este toleranța admisă în procente, pentru R_x față de R_e, se reglează r astfel ca

$$r = 0{,}01\ aR. \tag{4.51}$$

Amplificatoarele operaționale A_1 și A_2, avînd funcție de comparare, comandă releele polarizate RL_1 și respectiv RL_2. Dacă valoarea lui R_x se află între limitele stabilite, ambele amplificatoare sînt blocate și releele nu sînt acționate. Dacă R_x depășește una din limite, amplificatorul corespunzător produce un curent la ieșire și acționează releul respectiv.

4.4.2. PROPRIETĂȚI GENERALE ALE PUNȚILOR DE CURENT ALTERNATIV

Schema generală a punților de c.a. este cea din fig. 4.46. Condiția de echilibru este

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4, \tag{4.52}$$

reprezentînd o ecuație în complex, echivalentă cu două ecuații scalare, care pot fi puse sub forma

$$R_1 R_3 - X_1 X_3 = R_2 R_4 - X_2 X_4; \tag{4.53}$$

$$R_1 X_3 + R_3 X_1 = R_2 X_4 + R_4 X_2, \tag{4.54}$$

sau sub forma:

$$|Z_1 Z_3| = |Z_2 Z_4|; \tag{4.55}$$

$$\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4, \tag{4.56}$$

unde:

$$Z_1 = R_1 + jX_1; \quad Z_2 = R_2 + jX_2;$$
$$Z_3 = R_3 + jX_3; \quad Z_4 = R_4 + jX_4. \tag{4.57}$$

Principalele particularități ale punții de c.a. sînt următoarele:

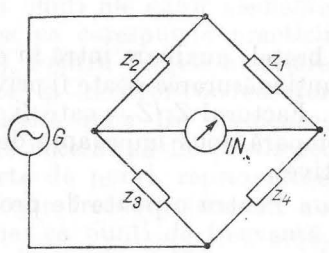


Fig. 4.46. Punte de curent alternativ.

a. Condiția de echilibru este constituită dintr-un sistem de două ecuații care trebuie satisfăcute simultan. Aceasta implică, în general, existența a cel puțin doi parametri variabili în schema punții. Rezultă, de asemenea, că puntea de c.a. permite determinarea concomitentă a două mărimi (scalare) necunoscute.

b. Prin adoptarea pentru Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 a unor combinații de rezistențe, capacități și inductivități în serie sau în paralel, se pot obține o mulțime foarte mare de tipuri de punți (spre deosebire de puntea de c.c., care este una singură).

c. Condiția de fază $\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4$ arată că nu orice combinație de impedanțe poate conduce la o punte echilibrată; semnul reactanțelor din brațe trebuie să fie astfel, încît condiția de fază să poată fi satisfăcută. Aceasta limitează numărul posibil de tipuri de punți.

d. O altă condiție limitativă este dată de cerința ca cele două mărimi măsurate de punte să poată fi citite separat (independent) pe indicatoarele celor doi parametri variabili ai punții. Se poate arăta că acest lucru este posibil dacă două din impedanțele punții sînt fie rezistențe pure, fie reactanțe pure (adică două din unghiurile φ_1, φ_2, φ_3, φ_4 să fie 0, $-\pi/2$ sau $\pi/2$).

Definiții și clasificări. În general, impedanța de măsurat este complexă, de forma

$$Z_x = R_x + \mathrm{j}X_x. \tag{4.58}$$

Aceasta implică existența în punte a cel puțin unui braț complex, de forma $Z = R + \mathrm{j}X$. Celelalte două brațe, așa cum s-a arătat, se aleg practic totdeauna de forma $Z = R$ sau $Z = \mathrm{j}X$.

Brațul complex, de impedanță $Z = R + \mathrm{j}X$, se numește *braț de referință* (sau braț de comparație) al punții.

Brațele simple, de forma $Z = R$ sau $Z = \mathrm{j}X$, se numesc *brațe auxiliare* ale punții.

Brațele auxiliare pot fi alăturate sau opuse în schema punții (brațul necunoscut și brațul de referință vor fi, de asemenea, alăturate, respectiv opuse în aceste cazuri). Punțile în care brațele auxiliare sînt alăturate se numesc *punți de raport*. Punțile în care brațele auxiliare sînt opuse se numesc *punți de produs*. Aceste denumiri provin de la faptul că pentru o punte de raport la care Z_3 este braț de referință:

$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_3 \tag{4.59}$$

și brațele auxiliare intră în ecuația de echilibru ca un raport Z_1/Z_2. La aceste punți măsurarea poate fi privită ca o comparare a impedanței Z_x cu impedanța Z_3. Factorul Z_1/Z_2 poate fi real sau imaginar. Dacă Z_1/Z_2 este real, puntea compară două impedanțe de același fel (ambele inductive sau ambele capacitive).

Pentru o punte de produs la care Z_2 este braț de referință:

$$Z_x = Z_1 Z_3 \frac{1}{Z_2} = Z_1 Z_2 Y_2 \tag{4.60}$$

și brațele auxiliare intră în condiția de echilibru ca un produs Z_1Z_3. La aceste punți măsurarea poate fi privită ca o comparare a impedanței Z_x cu admitanța $Y_2 = 1/Z_2$. Factorul Z_1Z_3 poate fi real sau imaginar. Dacă Z_1Z_3 este real, puntea compară două impedanțe de feluri diferite (una inductivă cu una capacitivă).

Punțile care măsoară direct componentele vectorului Z_x, adică valorile elementelor serie R_x și X_x, se numesc *punți serie*. Asemenea punți sînt fie punți de raport cu brațul de referință format din elemente serie, pentru care $R_x + jX_x = (Z_1/Z_2)(R_3 + jX_3)$, fie punți de produs cu brațul de referință format din elemente paralel, pentru care $R_x + jX_x = Z_1Z_3(G_2 + jB_2)$.

Punțile care măsoară direct componentele vectorului Y_x, adică valorile elementelor paralel G_x și B_x, se numesc *punți paralel*. Asemenea punți sînt fie punți de raport cu brațul de referință format din elemente paralel, pentru care $G_x + jB_x = (Z_2/Z_1)(G_3 + jB_3)$, fie punți de produs cu brațul de referință format din elemente serie, pentru care $G_x + jB_x = Y_1Y_2(R_3 + jX_3)$.

După poziția elementelor variabile ale punții, care servesc pentru echilibrare, există două posibilități principale:

— Sînt variabile cele două componente ale brațului de referință. În acest caz puntea măsoară perechi de componente ca R și X, R și L, G și B sau G și C.

— Sînt variabile una din componentele brațului de referință și un braț auxiliar. În acest caz puntea măsoară o componentă a impedanței Z_x și factorul de calitate Q (sau $D = 1/Q$).

În general, o punte de c.a. nu poate fi echilibrată cu elemente variabile plasate numai în brațele auxiliare.

Echilibrarea se poate face și cu unul sau ambele elemente variabile plasate în brațul necunoscut (în serie sau în paralel cu impedanța de măsurat). În acest caz are loc o *măsurare prin substituție*, întrucît se compensează efectul introducerii impedanței Z_x în punte prin scăderea sau creșterea corespunzătoare a impedanței din același braț.

Tipuri fundamentale de punți de c.a. Pentru o sistematizare a principalelor tipuri de punți de c.a., pot fi luate în considerare următoarele criterii:

— natura impedanței măsurate: capacitivă sau inductivă (punți RC, respectiv punți RL);

— schema echivalentă a brațului necunoscut: punți serie, punți paralel;

— schema echivalentă a brațului de referință: serie, paralel;

— poziția brațelor auxiliare: punți de raport, punți de produs.

Pentru simplificare pot fi considerate numai punți ale căror elemente componente sînt rezistoare și condensatoare, ceea ce corespunde practicii actuale (bobine nu se folosesc în punțile moderne). Pentru brațele auxiliare prezintă interes numai perechile rezistor-rezistor și rezistor-condensator (brațe auxiliare condensator-condensator sînt folosite rar). De asemenea, poziția sursei și cea a indicatorului de nul nu este necesar să fie precizate. În aceste condiții, sînt posibile 16 scheme distincte de punți, reprezentate în fig. 4.47. Dintre acestea, opt scheme sînt folosite frecvent (acestea au denumiri speciale), două scheme sînt folosite numai ca punți de frecvență, iar șase scheme sînt practic neutilizate. Căsuțele goale din fig. 4.47 corespund unor punți care nu pot fi echilibrate.

Pe lîngă punțile de bază, cu patru brațe, din fig. 4.47 există o varietate mare de punți cu mai mult de patru brațe (de exemplu cu șase brațe), folosite însă mai rar. Ele pot fi reduse la schemele de bază prin transfigurări stea-triunghi sau triunghi-stea. Există de asemenea punți care conțin bobine cuplate inductiv fie în brațul necunoscut (punți pentru măsurarea inductivității mutuale), fie în brațul de referință.

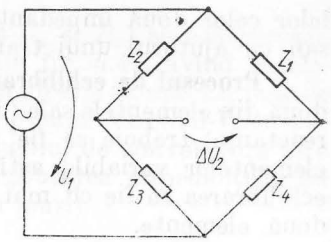


Fig. 4.48. Determinarea sensibilității punților de c.a.

Sensibilitatea punților de c.a. Ca și în cazul punților de c.c. problema sensibilității punților de c.a. este destul de complicată, dacă trebuie să se țină seama de toți parametrii care intervin. În cazul în care impedanța indicatorului de nul este suficient de mare pentru a considera că puntea lucrează în gol, o expresie generală a tensiunii de dezechilibru a punții este

$$\left|\frac{\Delta U_2}{U_1}\right| = \frac{k}{1 + 2k\cos\chi + k^2}\,\delta = F\delta, \tag{4.61}$$

unde F este *factorul de raport* al punții, k este modulul și χ argumentul raportului brațelor punții adiacente indicatorului de nul, iar δ este abaterea relativă a impedanței unuia din brațele punții. De exemplu, pentru puntea din fig. 4.48:

$$k = \left|\frac{Z_1}{Z_4}\right| = \left|\frac{Z_2}{Z_3}\right|; \tag{4.62}$$

$$\delta = \arg\left(\frac{Z_1}{Z_4}\right) = \arg\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right) = \varphi_1 - \varphi_4 = \varphi_2 - \varphi_3; \tag{4.63}$$

$$\delta = \frac{\Delta R_1}{|Z_1|} \text{ sau } \delta = \frac{\Delta X_1}{|Z_1|}. \tag{4.64}$$

Rezultă că sensibilitatea depinde atît de modulul k al raportului punții, cît și de diferența unghiurilor de fază ale impedanțelor adiacente indicatorului de nul. Sensibilitatea este maximă pentru $k = 1$ (punte simetrică față de diagonala de ieșire); în acest caz $F = 1/4$ dacă $\chi = 0$ și $F = 1/2$ dacă $\chi = \pm\pi/2$ (pentru $\chi = \pm\pi$ se obține $F = \infty$, adică o sensibilitate infinită, posibilitate practic neexploatată, din cauză că necesită inductivități în schema punții se poate obține la o singură frecvență etc.).

Dacă impedanța indicatorului de nul este finită, atunci o condiție de sensibilitate maximă este ca impedanța indicatorului de nul să fie conjugata complexă a impedanței de ieșire a punții:

$$Z_{IN} = \left[\frac{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4}\right]^*. \tag{4.65}$$

Practic această condiție este îndeplinită foarte rar. Dacă este necesară obținerea unei sensibilități apropiate de cea maximă, se asigură egalitatea modu-

lelor celor două impedanțe, prin alegerea adecvată a indicatorului de nul sau cu ajutorul unui transformator de adaptare.

Procesul de echilibrare a punții. Pentru echilibrarea unei punți de c.a. două din elementele sale (două rezistențe, o rezistență și o reactanță sau două reactanțe) trebuie să fie variabile. Se pun următoarele probleme: alegerea elementelor variabile astfel, încît echilibrarea să fie totdeauna posibilă; echilibrarea să fie cît mai rapidă, adică cu puține reglaje succesive ale celor două elemente.

Tensiunea de dezechilibru a punții, în ipoteza $Z_{IN} = \infty$, este

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_4)(Z_2 + Z_3)}. \tag{4.66}$$

Oricare ar fi elementele variabile, în cursul echilibrării punții prin varierea unuia din aceste elemente, vectorul U_2 descrie un cerc în planul complex. Echilibrarea prin reglaje succesive ale celor două elemente variabile face ca vectorul U_2 să descrie segmente de cerc (fig. 4.49, *a*). Dacă aceste segmente sînt din ce în ce mai mici, procesul conduce efectiv la echilibrarea punții; se spune că puntea este *convergentă*. Ușurința echilibrării depinde de numărul de reglaje succesive necesare; se poate arăta că acesta, deci rapiditatea convergenței, este determinat de unghiul sub care se intersectează cele două cercuri corespunzătoare reglării celor două elemente variabile ale punții. Convergența optimă se obține pentru valoarea $\gamma = \pi/2$ a unghiului de convergență γ (fig. 4.49). În general, numărul de reglaje succesive necesare pentru a micșora de m ori tensiunea de dezechilibru este

$$n = \frac{\lg m}{\lg \dfrac{\cos \varepsilon}{\cos (\gamma - \varepsilon)}} \tag{4.67}$$

unde ε este unghiul de insensibilitate al indicatorului, datorit imposibilității aprecierii exacte a minimului tensiunii de ieșire (fig. 4.49, *b*). De obicei $\varepsilon = 5 - 15°$ pentru indicatoarele obișnuite. Dacă $\gamma \leqslant \varepsilon$ echilibrarea nu mai este posibilă. Convergența este satisfăcătoare dacă $\gamma - \varepsilon \geqslant \pi/4$.

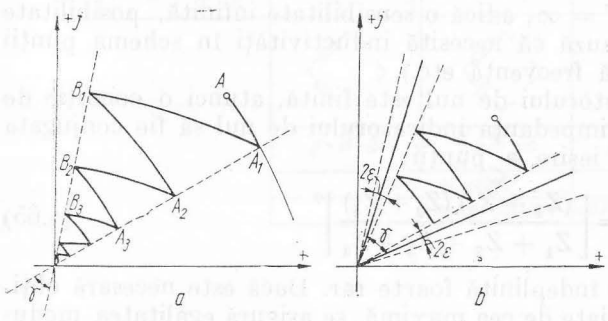


Fig. 4.49. Ilustrarea convergenței punților de c.a.:
a — locul geometric al extremității vectorului U_2 la echilibrarea unei punți de c.a.: M — locul inițial; A_1, A_2, A_3 ... puncte succesive de minim al valorii U_2 la reglarea unuia din elementele variabile ale punții; B_1, B_2, B_3... puncte succesive de minim al valorii U_2, la reglarea celuilalt element variabil al punții; γ — unghi de convergență; *b* — echilibrarea punții ținînd seama și de unghiul de insensibilitate ε al indicatorului de nul (este reprezentat cazul cel mai defavorabil în care aprecierea minimului se face în sensul micșorării convergenței).

Punțile la care componentele R_x și X_x (sau G_x și B_x) se echilibrează independent (de exemplu puntea Maxwell-Wien din fig. 4.47, avînd ca elemente variabile R_2 și C_2), au unghiul de convergență ideal $\gamma = \pi/2$. La punțile care măsoară X_x și Q_x (sau X_x și D_x) (de exemplu puntea Maxwell-Wien din fig. 4.47, avînd ca elemente variabile R_2 și R_3), unghiul de convergență este $\gamma = \varphi$; aceste punți au o convergență slabă la măsurarea impedanțelor cu unghi de fază mic (de exemplu bobine cu pierderi mari).

4.4.3. TIPURI PARTICULARE DE PUNȚI DE C.A.

Din numărul mare de punți și variante posibile sînt prezentate în cele ce urmează cele mai răspîndite tipuri particulare, împreună cu denumirea lor uzuală, ecuațiile de echilibru, cîteva proprietăți și utilizări. Ecuațiile de echilibru sînt deduse cu neglijarea elementelor reziduale ale punților. Pentru simplificare, în schemele punților nu au fost figurate sursa și indicatorul de nul.

Pe lîngă punțile fundamentale clasificate în fig. 4.47 sînt incluse și cîteva care nu se încadrează în această clasificare.

Puntea Sauty serie (fig. 4.50). Ecuațiile punții sînt:

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_3; \; R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3; \; (\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_3 R_3). \tag{4.68}$$

Este interesant de observat că cele două ecuații de echilibru sînt identice cu ale punților C_x, R_1, R_2, C_3 și respectiv R_x, R_1, R_2, R_3.

Elementele variabile ale punții sînt de obicei R_2 și R_3. Condensatorul C_3 și rezistorul R_1 pot fi comutabile, pentru obținerea mai multor game de măsurare. Se utilizează pentru măsurarea capacității condensatoarelor cu pierderi mici.

Puntea Sauty paralel (numită și punte Nernst) (fig 4.51) are ecuațiile

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_3; \; R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3; \; \left(\operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{\omega C_3 R_3}\right), \tag{4.69}$$

care se pot obține ca și la puntea anterioară, prin suprapunerea a două punți ipotetice C_x, R_1, R_2, C_3 și R_x, R_1, R_2, R_3.

Elemente variabile sînt de obicei R_2 și R_3. Se utilizează pentru măsurarea capacității condensatoarelor cu pierderi mari.

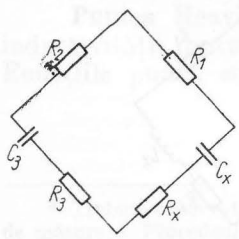


Fig. 4.50. Punte Sauty serie.

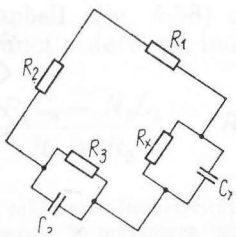


Fig. 4.51. Punte Sauty paralel (punte Nernst).

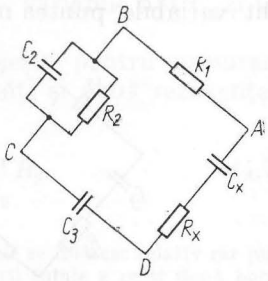


Fig. 4.52. Punte Schering.

Puntea Schering (fig. 4.52), cu ecuațiile

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_3; \quad \left(R_x = \frac{C_2}{C_3} R_1\right); \quad \operatorname{tg} \delta_x = \omega R_2 C_2, \tag{4.70}$$

este una din cele mai răspîndite punți pentru măsurarea capacității și a tg δ, atît la tensiuni joase cît și la tensiuni înalte, la 50 Hz și la frecvențe mai mari. Elemente variabile sînt R_1 și C_2, acesta din urmă gradat direct în tg δ_x. În execuțiile obișnuite, puntea Schering nu permite citirea directă a capacității C_x. Convergența punții este slabă în cazul valorilor mari ale lui tg δ_x. La puntea Schering de înaltă tensiune condensatorul C_3 este un condensator etalon de înaltă tensiune, exterior punții, cu pierderi neglijabile. Numai un singur colț al punții, punctul D (exterior punții propriu-zise) se află la tensiune înaltă. Punctul B este legat la pămînt sau se află la un potențial apropiat de acela al pămîntului, iar punctele A și C sînt și ele la potențiale relativ mici față de pămînt. Pentru măsurarea de capacități mari, în paralel cu R_1 se leagă un șunt.

Puntea din fig. 4.52 este o punte de tip serie. La frecvențe înalte se utilizează și puntea Schering paralel, cu R_2 și C_2 legate în serie. Echilibrarea acestei punți se face de obicei cu un condensator variabil în paralel pe C_x (metodă de substituție) și cu condensatorul C_2, de asemenea variabil. Toate rezistoarele punții sînt fixe, ceea ce este avantajos la frecvențe peste 10 MHz.

Puntea Owen serie (fig. 4.53), avînd ecuațiile de echilibru

$$L_x = R_1 R_3 C_2; \quad R_x = \frac{C_2}{C_3} R_1, \tag{4.71}$$

se folosește pentru măsurarea cu precizie a inductivității. Elemente variabile sînt C_3 și R_3. Pentru măsurarea rezistenței R_x se utilizează și o metodă de substituție, cu ajutorul unui rezistor variabil în serie în brațul Z_x.

Varianta paralel a punții Owen (cu C_3 și R_3 în paralel) se folosește rar.

Puntea Maxwell-Wien (fig. 4.54) are următoarele ecuații de echilibru:

$$L_x = R_1 R_3 C_2; \quad R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3; \quad (Q_x = \omega C_2 R_2). \tag{4.72}$$

Este cea mai răspîndită punte pentru măsurarea inductivității. Dacă R_2 și C_2 sînt variabile, puntea măsoară L_x și R_x, iar dacă R_2 și R_1 (sau R_3) sînt varia-

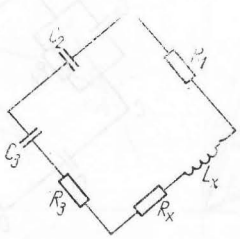


Fig. 4.53. Punte Owen serie.

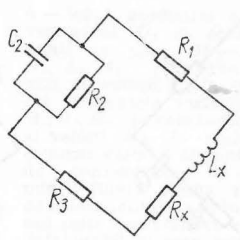


Fig. 4.54. Punte Maxwell-Wien.

bile, puntea măsoară L_x și Q_x (în acest al doilea caz convergența punții devine slabă pentru $Q_x < 2$). La valori mari ale lui Q_x măsurarea nu este practic posibilă, deoarece ar fi necesare valori excesiv de mari ale rezistenței R_2.

Puntea Hay (fig. 4.55) este varianta paralel a punții Maxwell-Wien, având ecuațiile de echilibru

$$L_x = R_1 R_3 C_2; \quad R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3; \quad \left(Q_x = \frac{1}{\omega C_2 R_2}\right). \tag{4.73}$$

Se folosește pentru măsurarea inductivității bobinelor cu Q_x mare.

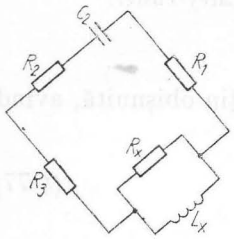


Fig. 4.55. Punte Hay.

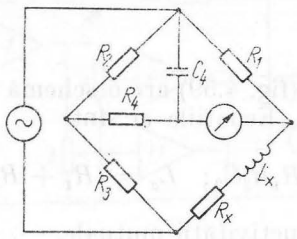


Fig. 4.56. Punte Anderson.

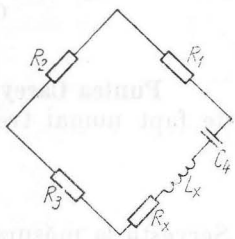


Fig. 4.57. Punte de rezonanță.

Puntea Anderson (fig. 4.56) este o modificare a punții Maxwell-Wien, cu ecuațiile

$$L_x = C_4 R_1 \left[R_4\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) + R_3\right]; \quad R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3. \tag{4.74}$$

Elementele variabile sînt de obicei R_4 și un rezistor în serie cu R_x. Puntea poate fi echilibrată în prealabil în c.c. reglînd R_1, R_2 sau R_3 și apoi în c.a. reglînd R_4.

Puntea de rezonanță (fig. 4.57) este folosită relativ rar. Din ecuațiile de echilibru

$$L_x = \frac{1}{\omega^2 C_4}; \quad R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} \tag{4.75}$$

rezultă că echilibrul depinde de frecvență. Elemente variabile sînt C_4 și una din rezistențele R_1, R_2, R_3.

Puntea Heaviside-Campbell (fig. 4.58) se folosește pentru măsurarea inductivității mutuale, în funcție de două inductivități și două rezistențe *. Ecuațiile punții sînt

$$M_x = \frac{R_1 L_3 - R_2 L_4}{R_1 + R_2}; \quad R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3. \tag{4.76}$$

* Trebuie observat că pentru măsurarea inductivității mutuale se folosesc relativ rar punți de măsurare. Procedeul obișnuit constă în măsurarea inductivității totale a celor două bobine în serie, conectate o dată aditiv și o dată în opoziție.

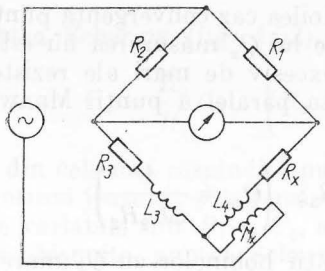


Fig. 4.58. Punte Heaviside-Campbell.

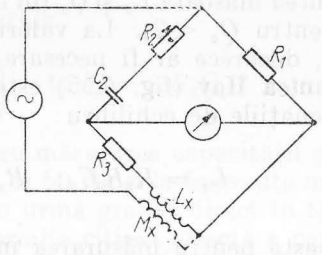


Fig. 4.59. Punte Carey-Foster.

Puntea Carey-Foster (fig. 4.59) are o schemă mai puțin obișnuită, avînd de fapt numai trei laturi. Ecuațiile ei sînt

$$M_x = R_1 R_3 C_2; \quad L_x = (R_1 + R_2) R_3 C_2. \tag{4.77}$$

Servește la măsurarea inductivității mutuale.

Punți de c.a. cu brațe active. Impedanțele din brațele punților de c.a. pot fi înlocuite cu circuite electronice care simulează o impedanță, de valoare fixă sau variabilă. Varietatea acestor punți este foarte mare. În fig. 4.60 sînt date cîteva exemple de *impedanțe active* realizate cu amplificatoare operaționale, rezistoare și condensatoare. Aceste elemente active permit obținerea de impedanțe de valori mari, folosind rezistoare și condensatoare de valori moderate, simularea unei inductivități fără utilizarea de bobine etc. Cu ajutorul unor asemenea *brațe active* pot fi construite punți de măsurare de diferite tipuri.

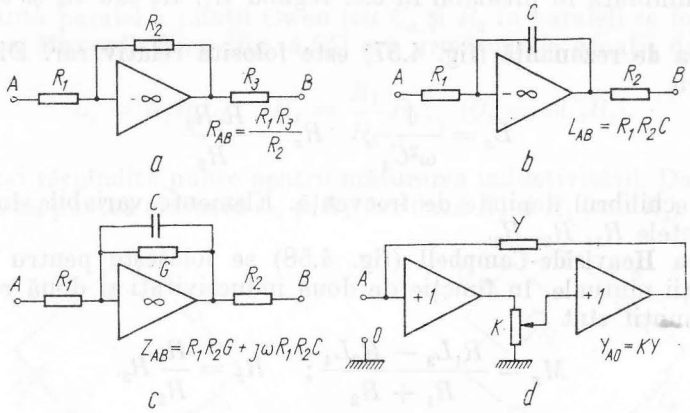


Fig. 4.60. Exemple de impedanțe *active*, care simulează:
a — o rezistență de valoare mare; *b* — o inductivitate; *c* — o rezistență în serie cu o inductivitate; *d* — o admitanță variabilă (de exemplu o capacitate variabilă continuu).

Pentru ilustrarea punților de c.a. cu brațe active, în fig. 4.61 este reprezentat un circuit pentru măsurarea admitanței în audiofrecvență. El este bazat pe însumarea a trei curenți, unul prin Y_x și ceilalți prin elementele de referință G și C; la anularea sumei acestor curenți se obțin relațiile

$$G_x = aG \quad \text{și} \quad B_x = b\omega C, \tag{4.78}$$

unde a și b sînt rapoartele de divizare ale celor două potențiometre. Exemplul este reprezentativ pentru evidențierea avantajelor acestor circuite: posibili-

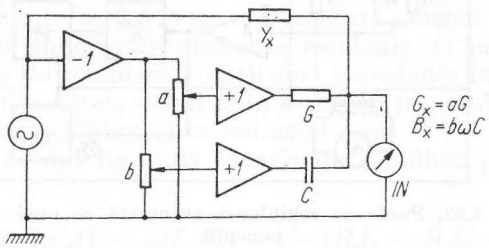


Fig. 4.61. Punte de admitanță cu elemente active.

tatea măsurării în conexiune tripolară sau cuadripolară (cu mici modificări ale schemei), număr minim de componente de precizie, citire directă a două componente, punct comun al generatorului și indicatorului de nul (ceea ce elimină necesitatea unor transformatoare de separare), convergență bună a echilibrării. Precizia obtenabilă depinde în primul rînd de cele două potențiometre din schemă; folosind potențiometre elicoidale cu zece rotații, se poate realiza o precizie de 0,1—0,2%.

Punți cu echilibrare semiautomată. În multe cazuri este necesară măsurarea numai a *parametrului principal* al unui element de circuit: rezistența unui rezistor, capacitatea unui condensator, inductivitatea unei bobine. În aceste cazuri, nu interesează valoarea parametrilor secundari ca tg φ, tg δ sau Q. Prin echilibrarea automată a punții pe această componentă secundară (fără afișarea valorii ei), procesul de echilibrare manuală se simplifică considerabil, reducîndu-se la reglarea unui singur element variabil al punții.

Un exemplu de punte cu echilibrare semiautomată este reprezentat în fig. 4.62.

Puntea este de tip Sauty paralel. Măsurarea capacității se face prin varierea (manuală) a rezistenței R_2. Pentru echilibrarea automată a tg δ servesc diodele D_1 și D_2, în paralel pe C, a căror rezistență depinde de curentul continuu de polarizare generat de un detector sincron. Puntea este formată din R_1, R_2, C și elementele de măsurat R_x, C_x. Amplificatorul A, conectat în diagonala de ieșire a punții, amplifică semnalul de eroare al punții și îl aplică detectoarelor sincrone DS_1 și DS_2, prin intermediul unui defazor de 90°, respectiv direct. Detectorul DS_1 generează un curent continuu proporțional cu componenta în cuadratură a semnalului de ieșire al punții, proporțională la rîndul ei cu tg δ_x. Curentul continuu generat de DS_1 polarizează diodele D_1 și D_2 și le modifică astfel rezistența diferențială, încît ele tind să micșoreze semnalul de dezechilibru al punții, apropriind-o de echilibru (diodele D_1 și D_2 sînt în paralel pe condensatorul etalon C, jucînd astfel rolul de rezistențe de echilibrare în puntea Sauty paralel). Condensatoarele de blocare din schemă au reactanțe neglijabile. Detectorul sincron DS_2 generează un

curent continuu proporțional cu componenta în fază a semnalului de ieșire al punții, servind la echilibrarea manuală a punții, cu ajutorul instrumentului indicator *I*.

Prin comutare se obține puntea Maxwell-Wien pentru măsurarea inductivității, cu echilibrarea automată a factorului *Q*.

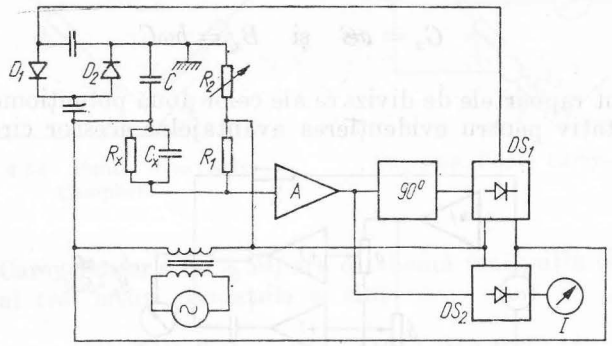


Fig. 4.62. Punte cu echilibrare automată a unei componente.

Punți cu echilibrare automată. O categorie de punți complet automatizate folosesc o echilibrare electromecanică prin servomotoare comandate de semnalul de dezechilibru al punții, pentru acționarea axelor unor comutatoare sau potențiometre din schema punții. Aceste punți au practic aceeași precizie ca și puntea manuală corespunzătoare. Echilibrarea este însă uneori lentă, fiabilitatea relativ scăzută și prețul de cost ridicat.

Variantele cu echilibrare electrică folosesc comutatoare electromecanice sau electronice. Echilibrarea se face în trepte, comandate de circuite logice, pornind de la semnalul de dezechilibru al punții, descompus în semnal în fază și semnal în cuadratură, cu ajutorul a două detectoare sincrone. În fig. 4.63 este reprezentată schema bloc a unei asemenea punți. Precizia punții este practic aceeași cu a punții manuale corespunzătoare. Principala problemă este aceea a convergenței echilibrării automate și a stabilității sistemului în ansamblu, în întregul interval de măsurare al mărimii complexe Z_x sau Y_x.

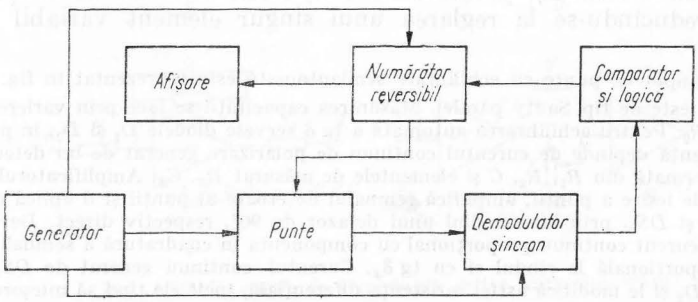


Fig. 4.63. Schema funcțională a unei punți automate digitale de c.a.

4.4.4. ERORI LA MĂSURĂRI CU PUNȚI DE C.A.

Parametri reziduali ai punții. Elementele componente ale punților de c.a. (rezistoare și condensatoare, fixe sau variabile) nu se comportă ca elemente ideale: rezistoare cu reactanță nulă, condensatoare cu pierderi nule, rezistență și capacitate independente de frecvență etc. În plus, între elementele schemei punții există cuplaje parazite, inductive sau capacitive. Aceasta face ca schemele reale ale punților să fie cu mult mai complicate decît schemele ideale, simplificate, pe baza cărora au fost stabilite ecuațiile de echilibru de la § 4.4.2. Ca exemplu, în fig. 4.64 este reprezentată schema unei punți Maxwell-Wien, cu cele mai importante elemente reziduale. O parte din acestea nu afectează condițiile de echilibru, constituind impedanțe în serie sau în paralel cu diagonalele punții. Altele sînt însă în serie sau în paralel cu brațele punții, alterînd ecuațiile de echilibru și introducînd erori.

Pentru puntea din fig. 4.64 ecuația de echilibru pentru inductivitate devine:

$$L_x = R_1R_3C_2(1 - \omega^2L_xC_4) + \frac{1}{R_2}(R_3l_1 + R_1l_3 - R_xl_2), \qquad (4.79)$$

de unde se vede efectul elementelor reziduale (efectul capacităților în paralel pe R_1, R_2, R_3 a fost inclus în l_1, l_2, l_3).

Termenii de corecție din ecuația (4.79) se împart în termeni care afectează parametrii constanți ai punții și termeni care afectează parametrii variabili ai punții. Primii pot fi corectați relativ ușor prin compensări adecvate în schema punții. Impedanțele reziduale în serie sau în paralel cu elementele variabile ale punții sînt mai greu de compensat. De asemenea, sînt mai supărători termenii de corecție care depind de frecvență (de obicei crescători cu frecvența).

Micșorarea impedanțelor reziduale poate fi realizată printr-o dispunere adecvată a brațelor punții. De obicei, o plasare simetrică a elementelor punții, cu conexiuni cît mai scurte și bifilare, este avantajoasă din acest punct de vedere. În fig. 4.65 sînt date două exemple de dispunere simetrică a elementelor unei punți astfel, încît conexiunile la impedanțele brațelor să fie cît mai scurte, iar conexiunile la generator și indicator de nul să fie bifilare.

Pentru micșorarea și stabilizarea capacităților parazite ale punții, se folosește deseori un ecran intermediar, legat la un anumit punct al punții, care interceptează curenții capacitivi și îi conduce pe căi care ocolesc elementele critice ale punții (impedanțele mari). Acest ecran se numește *gardă* (sau ecran de gardă, ecran de protecție). În fig. 4.66 este dat un exemplu tipic de punte dublu ecranată, cu gardă (ecranul interior) și ecran electrostatic (cel exterior).

Rezultate mai bune se obțin dacă garda este menținută la potențialul diagonalei indicatorului de nul (fără să fie conectată la aceasta); în acest caz se elimină curenții capacitivi de la nodurile A și C, iar curenții capacitivi de la nodurile B și D nu influențează puntea (fig. 4.67). Menținerea ecranului de gardă la potențialul diagonalei AC se poate face cu ajutorul ramurii auxiliare Wagner, care necesită o echilibrare suplimentară (fig. 4.67, *a*), cu ajutorul unui regulator de potențial, care permite aplicarea unei tensiuni reglabile în modul și în fază (fig. 4.67, *b*), sau cu ajutorul unui element activ (amplificator),

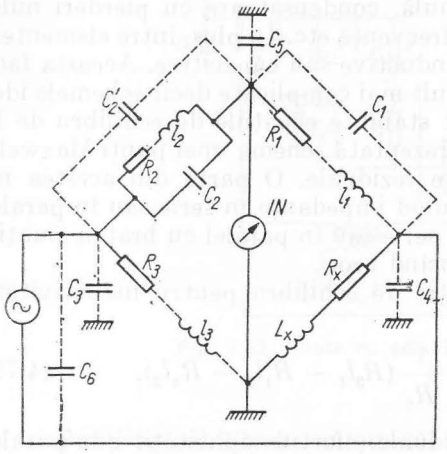


Fig. 4.64. Punte Maxwell-Wien, cu evidențierea inductivităților și capacităților reziduale.

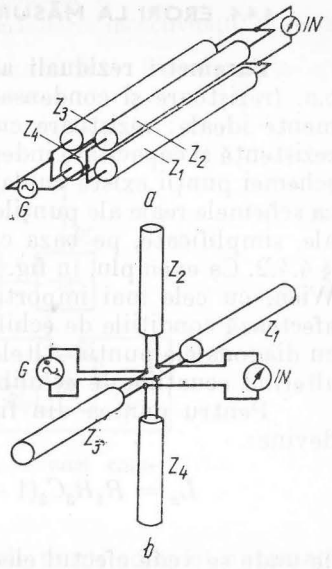


Fig. 4.65. Exemple de dispunere simetrică în spațiu a brațelor unei punți, pentru minimizarea impedanțelor reziduale:
a—impedoare cu borne opuse;
b—impedoare cu borne adiacente.

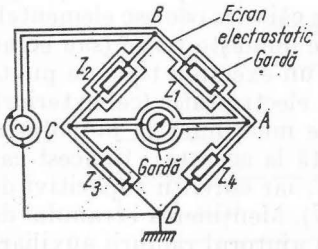


Fig. 4.66. Punte dublu ecranată.

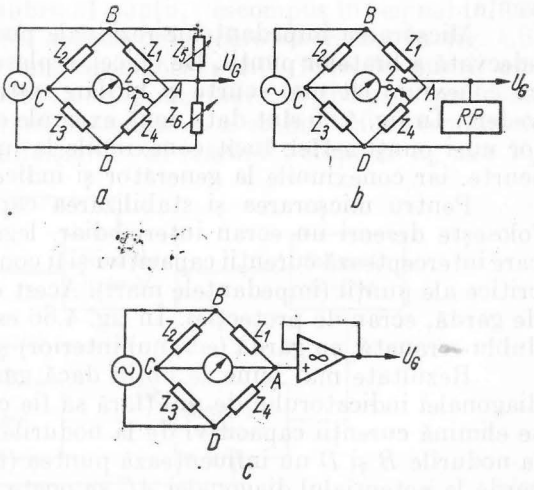


Fig. 4.67. Punți cu potențial de gardă reglabil:
a — prin ramură auxiliară Wagner; *b* — cu ajutorul unui regulator de potențial; *c* — cu ajutorul unui repetor (U_G — tensiunea aplicată ecranului de gardă).

care menține automat o diferență de potențial foarte mică între diagonala AC și ecranul de gardă (fig. 4.67, *c*).

Cuplaje parazite. În afară de erorile introduse de cuplajele dintre elementele punții, există o influență perturbatoare a cuplajelor acestora cu exteriorul. Cele mai importante cuplaje cu exteriorul sînt cele prin cîmp electric (care se manifestă în special în cazul punților cu impedanțe mari în brațe)

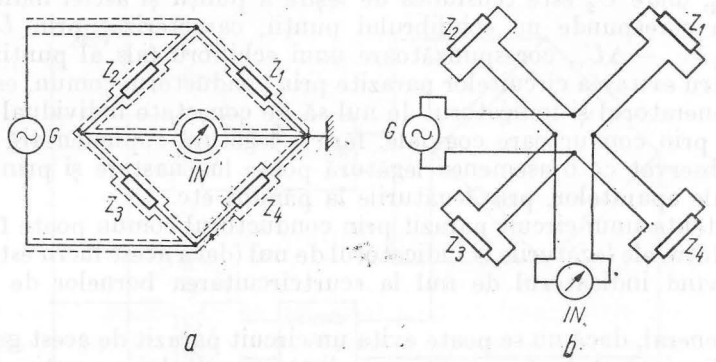


Fig. 4.68. Protecția punților de c.a. împotriva cîmpurilor perturbatoare:
a — prin ecranare electrostatică; *b* — prin conexiuni bifilare.

și prin cîmp magnetic (în special în cazul punților cu impedanțe mici în brațe.) Pentru înlăturarea lor se folosește ecranarea electrostatică (fig. 4.68, *a*), respectiv conexiunea cu circuite bifilare (fig. 4.68, *b*).

Circuite parazite exterioare punții. O sursă de erori care se manifestă frecvent, în special în măsurările de mare sensibilitate sau precizie, este formarea de circuite (bucle) parazite, incluzînd și conexiunile la indicatorul de nul. Curentul care poate lua naștere într-un asemenea circuit provoacă o cădere de tensiune care falsifică echilibrul punții.

Un exemplu este circuitul parazit prin conductorul comun (prin masă). În fig. 4.69 este dată schema unui ansamblu de măsurare cu punte de c.a.,

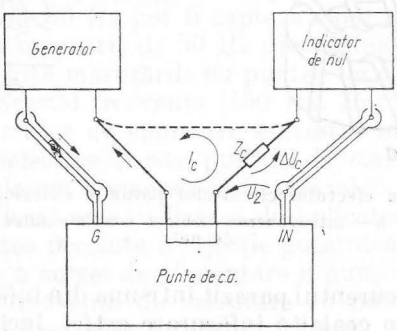


Fig. 4.69. Circuit parazit prin conductorul comun, la măsurări cu un ansamblu generator — punte de c.a. — indicator de nul.

generator și indicator de nul. Dacă între borna comună (borna de masă) a generatorului și borna comună a indicatorului de nul există o legătură ca cea indicată prin linie întreruptă în figură, o parte din curentul care circulă de la generator la punte se întoarce prin conductorul comun al indicatorului de nul (traseul indicat pentru I_c pe figură), dînd naștere unei căderi de tensiune ΔU_c pe impedanța Z_c a acestuia. Indicatorului de nul i se aplică suma $\Delta U_c + U_2$, unde U_2 este tensiunea de ieșire a punții și astfel indicația zero a acestuia corespunde nu echilibrului punții, caracterizat prin $U_2 = 0$, ci valorii $U_2 = -\Delta U_c$, corespunzătoare unui echilibru fals al punții.

Pentru evitarea circuitelor parazite prin conductorul comun, este important ca generatorul și indicatorul de nul să fie conectate individual la punte, preferabil prin conductoare coaxiale, fără o legătură suplimentară între ele. Trebuie observat că o asemenea legătură poate lua naștere și prin carcasele metalice ale aparatelor, prin legăturile la pămînt etc.

Existența unui circuit parazit prin conductorul comun poate fi detectat inversînd între ele legăturile la indicatorul de nul (dacă acest lucru este posibil), sau observînd indicatorul de nul la scurtcircuitarea bornelor de ieșire ale punții.

În general, dacă nu se poate evita un circuit parazit de acest gen, efectul lui poate fi micșorat dacă se crește impedanța circuitului respectiv. O metodă pentru cazuri extreme este inserarea de *bobine coaxiale* în conductorul dintre punte și indicatorul de nul. Bobina coaxială se obține înfășurînd de cîteva ori cablul coaxial de intrare în indicatorul de nul în jurul unui miez magnetic toroidal de mare permeabilitate (fig. 4.70, *a*). Prin aceasta se introduce o reactanță apreciabilă în circuitul parazit. Datorită înfășurării bifilare, căderea

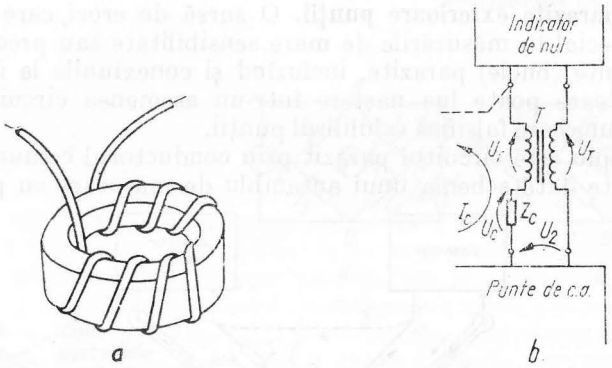


Fig. 4.70. Micșorarea efectului circuitelor parazite exteriicare punții de c.a.:
a — bobină coaxială; *b* — introducerea bobinei coaxiale între punte și indicatorul de nul.

de tensiune produsă de curentul parazit într-una din înfășurări este compensată de tensiunea indusă în cealaltă înfășurare astfel, încît la indicatorul de nul nu se aplică nici o tensiune parazită (fig. 4.70, *b*).

Un alt efect supărător se poate produce prin rețeaua de alimentare, dacă și generatorul, și indicatorul de nul sînt alimentate de la rețea. Prin capacitățile

transformatoarelor de alimentare (fig. 4.71) se formează circuite parazite care creează căi în paralel pe brațele punții, falsificînd măsurarea. Remediul constă în ecranarea îngrijită a transformatoarelor de rețea (§ 3.1.4). O altă posibilitate este utilizarea de transformatoare de separare ecranate, între indicatorul de nul și punte și între generator și punte.

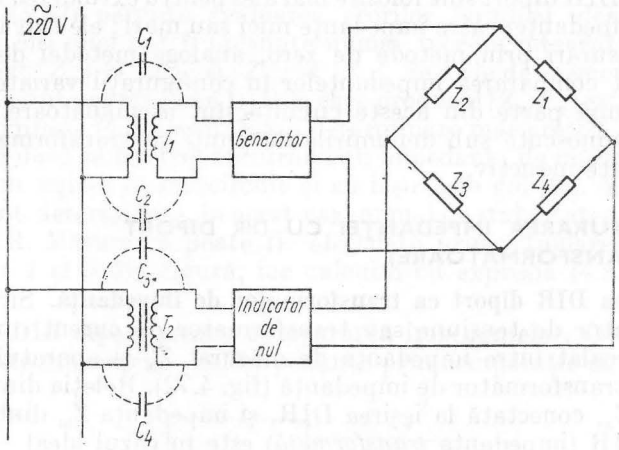


Fig. 4.71. Cuplaje parazite prin transformatoarele de rețea ale generatorului și indicatorului de nul.

Efecte de mascare a echilibrului punții. Practic la punțile de c.a. nu se poate obține tensiune sau curent riguros nul în indicator, ci doar o valoare minimă. Dacă acest minim nu este suficient de pronunțat măsurarea poate fi eronată, chiar dacă sensibilitatea indicatorului de nul este ridicată. Cauzele principale ale acestui efect sînt: armonici ale tensiunii de alimentare (la punțile al căror echilibru depinde de frecvență), semnale perturbatoare (de exemplu de 50 Hz, de la rețea), zgomotul propriu al indicatorului de nul. Semnale perturbatoare de 50 Hz pot fi captate chiar de obiectul de măsurat prin cîmpul electric sau magnetic de 50 Hz din vecinătatea lui. De aceea, de cîte ori este posibil se evită măsurările cu puntea de c.a. la 50 Hz și chiar la armonicile impare ale acestei frecvențe (150 Hz, 250 Hz etc.).

Cel mai obișnuit mijloc de eliminare a acestor influențe este utilizarea indicatoarelor de nul selective (toate punțile de c.a. moderne, de precizie 0,5% sau mai bună, folosesc asemenea indicatoare).

O soluție mai radicală este utilizarea de indicatoare de nul cu detecție sincronă (§ 3.6.4). Acestea prezintă o rejecție puternică a oricăror semnale de altă frecvență decît cea a sursei de alimentare a punții.

În general, dacă frecvența de măsurare cu puntea nu trebuie aleasă din alte considerente, o frecvență de ordinul 1 kHz reprezintă cel mai bun compromis între perturbații reduse (la frecvențe mai joase crește zgomotul propriu al dispozitivelor electronice, perturbațiile datorite rețelei electrice etc.) și influența redusă a elementelor reziduale ale punții (la frecvențe mai înalte erorile datorite reactanțelor parazite cresc).

4.5. MĂSURAREA IMPEDANȚEI FOLOSIND DISPOZITIVE INDUCTIVE DE RAPORT (DIR)

Dispozitivele inductive de raport (DIR) au o utilizare largă în măsurarea impedanței, datorită unor caracteristici metrologice deosebit de avantajoase (subcap. 3.4). DIR diport sînt folosite mai ales pentru extinderea intervalului de măsurare a impedanței către impedanțe mici sau mari; ele sînt însă utilizabile și pentru măsurări prin metode de zero, analoge metodei de punte. DIR triport permit compararea impedanțelor în configurații variate, prin metode de zero. O bună parte din aceste circuite sînt asemănătoare circuitelor de punte, fiind cunoscute sub denumirile de punți cu transformator sau punți cu brațe cuplate inductiv.

4.5.1. MĂSURAREA IMPEDANȚEI CU DIR DIPORT (TRANSFORMATOARE)

Utilizarea DIR diport ca transformator de impedanță. Similar utilizării ca transformator de tensiune sau transformator de curent, un DIR diport poate fi intercalat între impedanța de măsurat Z_x și aparatul de măsurat, jucînd rol de transformator de impedanță (fig. 4.72). Relația dintre impedanța de măsurat Z_x, conectată la ieșirea DIR, și impedanța Z_m dintre bornele de intrare ale DIR (impedanța *transformată*) este în cazul ideal

$$Z_x = K^2 Z_m, \tag{4.80}$$

unde K este raportul caracteristic al DIR (subcap. 3.4), definit ca

$$K = \frac{U_2}{U_1}\bigg|_{I_2=0} = \frac{I_1}{I_2}\bigg|_{U_1=0}. \tag{4.81}$$

În cazurile practice expresia (4.81) este valabilă numai cu aproximație, erorile fiind datorite impedanțelor proprii ale DIR.

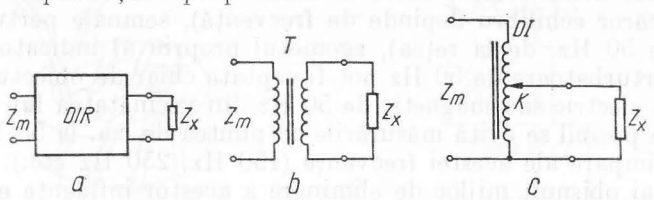


Fig. 4.72. Utilizarea DIR ca transformatoare de impedanță: *a* — schema generală; *b* — schemă cu transformator; *c* — schemă cu divizor inductiv.

Folosind parametrii matricei de cuadripol a DIR, expresia exactă a lui Z_x în funcție de Z_m este

$$Z_x = Z_m K^2 (1 + BC)\,\frac{1 + \dfrac{B}{A}\dfrac{1}{Z_m}}{1 + \dfrac{C}{D}Z_m}, \tag{4.82}$$

care mai poate fi pusă sub forma

$$Z_x = Z_m \frac{K^2}{1 - Z_{sc}Y_g} \frac{1 - \dfrac{Z_{sc}}{Z_m}}{1 - Y_g Z_m}, \qquad (4.83)$$

unde Z_{sc} este impedanța de intrare a DIR cu ieșirea în scurtcircuit, iar Y_g este admitanța de intrare a DIR cu ieșirea în gol.

Expresia (4.83) permite evaluarea erorilor formulei idealizate (4.80). Se observă că erori mici pot fi obținute numai într-un interval de valori ale lui Z_m astfel, încît $|Z_m| \gg |Z_{sc}|$ și $|Z_m| \ll |Z_g|$. Se vede de asemenea că pentru această aplicație sînt avantajoase DIR la care produsul $|Z_{sc}Y_g|$ este cît mai mic.

Aceeași expresie (4.83) arată că o determinare mai precisă a impedanței Z_x este posibilă dacă se fac trei măsurări: cu impedanța de măsurat Z_x conectată la ieșire, cu ieșirea în scurcircuit și cu ieșirea în gol (fig. 4.73). Limitele de măsurare sînt determinate, în acest caz, numai de stabilitatea parametrilor Z_{sc} și Y_g ai DIR. Măsurarea poate fi efectuată prin acționarea automată a întreruptoarelor *1* și *2* din figură, iar calculul cu expresia (4.83) poate fi și el automatizat.

Utilizarea DIR diport pentru compararea impedanțelor. O altă aplicație a DIR diport este măsurarea unei impedanțe prin comparație cu o impedanță

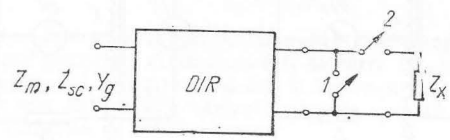


Fig. 4.73. Determinarea precisă a unei impedanțe Z_x, prin intermediul unui DIR, efectuînd trei măsurări:
cu *2* închis, cu *1* închis și cu *1* și *2* deschise.

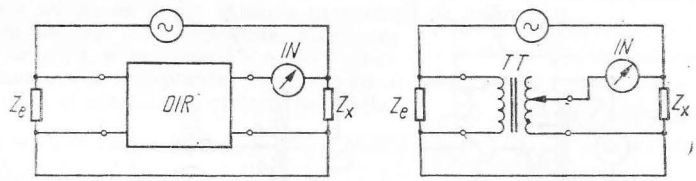


Fig. 4.74. Compararea impedanțelor folosind un DIR diport:
a — schema generală; *b* — schemă cu transformator de tensiune cu raport variabil.

etalon, după schema generală din fig. 4.74. Impedanțele de comparat Z_x și Z_e sînt legate în serie și astfel sînt parcurse de același curent. La echilibru rezultă

$$Z_x = KZ_e, \qquad (4.84)$$

unde K este raportul caracteristic al DIR. Principala sursă de erori este impedanța de intrare a DIR care șuntează impedanța etalon Z_e. Această eroare, egală cu produsul — $Y_g Z_e$, poate fi micșorată dacă se utilizează ca

DIR un transformator de tensiune cu compensare electronică (§ 3.4.1). Întrucît Y_e și Z_e sînt constante, poate fi aplicată și o corecție adecvată. Cu o asemenea schemă, se măsoară rezistența în curent alternativ între 0,1 și 1000 Ω, cu erori sub 1 ppm.

4.5.2. MĂSURAREA IMPEDANȚEI CU AJUTORUL DIR TRIPORT NEIZOLATE (DIVIZOARE INDUCTIVE)

Punți simple cu divizor inductiv. Cea mai simplă posibilitate de comparare a două impedanțe cu ajutorul unui divizor inductiv în decade (§ 3.4.3) este ilustrată în fig. 4.75. Condiția de echilibru este

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{K}{1-K}, \tag{4.85}$$

unde K este raportul de divizare (afișat de indicatoarele divizorului). Compararea se poate face la curenți egali (cu divizor de tensiune) sau la tensiuni egale (cu divizor de curent). Circuitele sînt similare punților de raport, cu raport

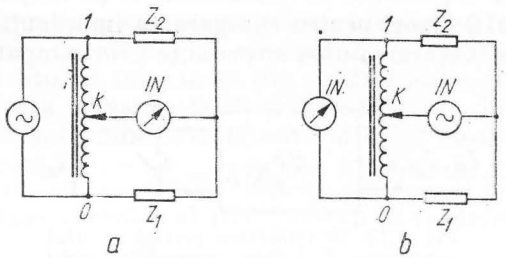


Fig. 4.75. Compararea a două impedanțe folosind un divizor inductiv în decade:
a — ca divizor de tensiune; *b* — ca divizor de curent.

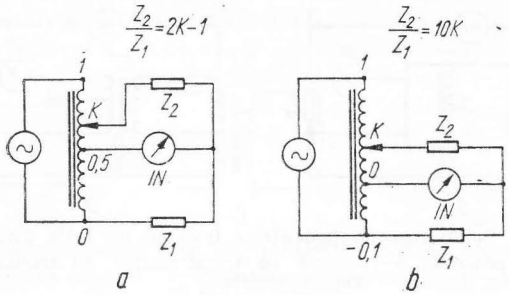


Fig. 4.76. Variante ale punții cu divizor inductiv:
a — cu priză mediană; *b* — cu raport suplimentar — 0,1

real (§ 4.4.2), în care impedanțele comparate trebuie să aibă același unghi de fază. Proprietățile lor sînt asemănătoare celor ale punților cu transformator (§ 4.5.3).

Cu ajutorul divizoarelor inductive care au prize fixe la rapoartele 0,5 sau — 0,1, se pot realiza și punți ca cele din fig. 4.76.

Punți cu mai multe divizoare inductive. Prin combinarea mai multor divizoare inductive în decade, se pot obține punți de diferite tipuri, cu posibilități largi de măsurare. În fig. 4.77 sînt indicate cîteva exemple de asemenea punți. La puntea din fig. 4.77, *a* un al doilea divizor DI_2 micșorează tensiunea aplicată impedanței Z_1, extinzînd gama de măsurare. Ecuația de echilibru este

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{K_2(1 - K_1)}{K_1} \tag{4.86}$$

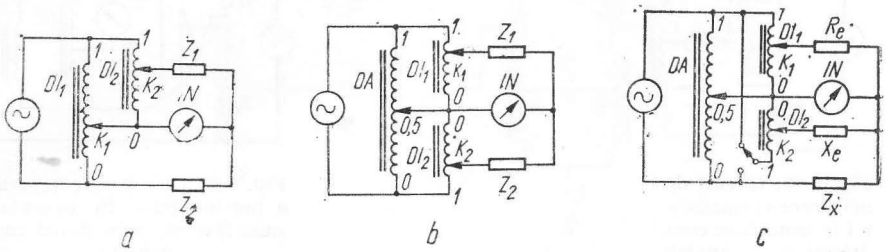


Fig. 4.77. Punți cu mai multe divizoare inductive:
a — cu un divizor suplimentar; *b* — cu două divizoare suplimentare; *c* — pentru măsurarea componentelor unei admitanțe complexe.

sau, dacă $K_1 = 0{,}5$:

$$Z_1 = K_2 Z_2, \tag{4.87}$$

ceea ce permite citirea directă a raportului impedanțelor comparate. O eroare suplimentară apare din cauza șuntării parțiale a divizorului DI_1 de către DI_2 (eroarea este aproximativ egală cu raportul dintre impedanța de ieșire a lui DI_1 și impedanța de intrare a lui DI_2).

În fig. 4.77, *b* este dată o altă variantă, în care această eroare este eliminată datorită simetriei circuitului. Condiția de echilibru este

$$Z_1 = \frac{K_1}{K_2} Z_2. \tag{4.88}$$

O posibilitate pe care o oferă această schemă este citirea directă a impedanței măsurate. De exemplu, dacă Z_2 este impedanța etalon și se ia K_2 numeric egal cu valoarea lui Z_2, valoarea de echilibru a lui K_1 dă direct valoarea impedanței de măsurat Z_1.

Puntea din fig. 4.77, *c* permite măsurarea componentelor reală și imaginară ale unei admitanțe (conductanța și susceptanța) în raport cu o rezistență etalon și o reactanță etalon. Se obține

$$Y_x = G_x + \mathrm{j}B_x = K_1 G_e \pm \mathrm{j}K_2 B_e, \tag{4.89}$$

unde Y_x este admitanța de măsurat, $G_e = 1/R_e$ este conductanța etalon iar $B_e = 1/X_e$ este susceptanța etalon.

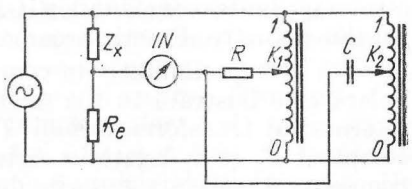


Fig. 4.78. Circuit pentru măsurarea unei impedanțe, cu echilibrare prin două divizoare inductive în decade.

Se observă că în schemele din fig. 4.77,*b* și 4.77,*c* divizoarele inductive joacă și rol de dispozitive de calcul, întrucît ele realizează unele operații matematice care permit citirea directă a rezultatului. Prin combinări adecvate de divizoare inductive pot fi realizate operații matematice mai complicate cu aplicații diverse în aparate și sisteme de măsurare.

În fig. 4.78 este reprezentat un circuit de măsurare a impedanței [24], a cărui echilibrare se face prin fixarea rapoartelor de divizare K_1 și K_2 ale celor două divizoare inductive în decade. La echilibru se obține

$$Z_x = R_e \frac{K_1(1 - K_1) + K_2(1 - K_2)(\omega RC)^2 + \mathrm{j}(K_1 - K_2)\omega CR}{K_1^2 + K_2^2(\omega RC)^2}. \tag{4.90}$$

Măsurarea este posibilă oricare ar fi unghiul de fază al impedanței Z_x, între $-\pi/2$ și $+\pi/2$, fără a varia parametrii R_e, R și C. Folosind elemente componente obișnuite de laborator, se poate obține ușor o precizie de 0,1%. Dezavantajul constă în necesitatea calculării lui R_x și X_x (sau L_x, C_x etc.).

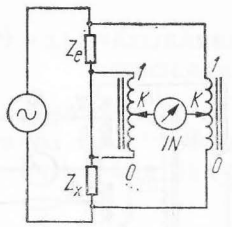


Fig. 4.79. Circuit de măsurare a impedanței în conexiune cuadripolară, analog punții Thomson.

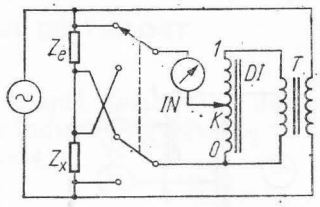


Fig. 4.80. Circuit de comparare a impedanțelor în conexiune cuadripolară, prin dublă compensare.

Circuite cu divizoare inductive pentru măsurare în conexiune cuadripolară. Folosind două divizoare inductive în decade se poate realiza un circuit analog punții Thomson, ca în fig. 4.79. Puntea se echilibrează variind simultan rapoartele celor două divizoare (care trebuie să rămînă egale între ele). Se folosește pentru măsurarea cu mare precizie a rezistenței în curent alternativ [25]. Echilibrarea componentelor reactive se face cu elemente suplimentare (condensator variabil sau inductor mutual variabil), nefigurate în schemă. Condiția de echilibru este

$$Z_x = Z_e \frac{K}{1-K}. \tag{4.91}$$

Analiza erorilor punții arată că ele sînt de ordinul de mărime z/Z_g, unde z este impedanța conexiunilor la Z_e și Z_x, iar Z_g este impedanța în gol a divizorului inductiv. Practic eroarea globală poate fi redusă sub 1 ppm.

O altă posibilitate de comparare a impedanțelor în conexiune cuadripolară este ilustrată în fig. 4.80. Divizorul inductiv *DI* este alimentat prin intermediul transformatorului *T* de la aceeași sursă, ca și impedanțele de comparat Z_x și Z_e legate în serie. Se măsoară cu ajutorul divizorului, prin compensare, succesiv căderile de tensiune la bornele celor două impedanțe. Rezultă

$$\frac{Z_x}{Z_e} = \frac{K_1}{K_2}, \tag{4.92}$$

unde K_1 și K_2 sînt indicațiile divizorului inductiv la cele două măsurări. Influența impedanței conexiunilor este complet eliminată, datorită măsurării prin opoziție. Variația tensiunii de alimentare nu are practic nici o influență asupra măsurării, întrucît produce o modificare simultană a tuturor tensiunilor din circuit. Eroarea de măsurare a rezistenței în intervalul 1—1000 Ω poate fi redusă pînă la ordinul 0,1 ppm.

Simularea de impedanțe variabile cu ajutorul divizoarelor inductive în decade. Combinînd o impedanță fixă, în conexiune tripolară, cu unul sau două divizoare inductive în decade, se poate obține o impedanță variabilă în decade. Un exemplu tipic este acela al *condensatorului variabil* din fig. 4.81, *a*, unde *C* este un condensator fix, iar *DI* este un divizor inductiv în decade Capacitatea echivalentă între bornele *1* și *2* este

$$C_{12} = KC, \tag{4.93}$$

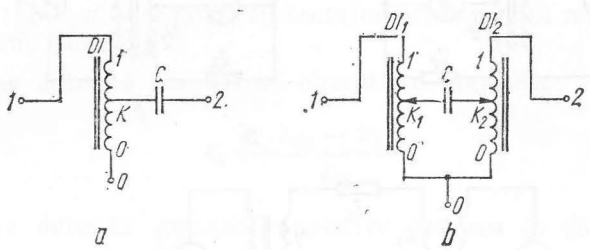


Fig. 4.81. Condensatoare echivalente, variabile în decade:
a — cu un divizor inductiv; *b* — cu două divizoare inductive.

unde *K* este raportul de divizare. Dacă, de exemplu, $C = 1\,000$ pF și divizorul inductiv are 7 decade, se obține o capacitate C_{12} variabilă între 0 și 1 000 pF, în trepte de 0,0001 pF, cu o precizie practic egală cu aceea a condensatorului fix *C*.

Sistemul poate fi realizat și ca în fig. 4.81, *b*, cu două divizoare inductive. Capacitatea echivalentă este în acest caz

$$C_{12} = K_1 K_2 C. \tag{4.94}$$

4.5.3. MĂSURAREA IMPEDANȚEI CU AJUTORUL DIR TRIPORT IZOLATE (PUNȚI CU TRANSFORMATOR)

Dispozitivele inductive de raport de tip triport cu înfășurări izolate au avantaje importante în comparație cu celalalte DIR la măsurarea impedanței. Cu ajutorul lor se pot realiza circuite de măsurare a impedanței, pornind de la principiile schițate la prezentarea metodelor de raport (§ 1.2.1). Ele sînt cunoscute sub denumirea generală de punți cu transformator.

Proprietăți generale ale punților cu transformator. Cele mai simple punți cu transformator sînt reprezentate în fig. 4.82, *a* și 4.82, *b*. Două din brațele acestor punți sînt constituite din bobine cuplate strîns între ele. De obicei, se folosesc în acest scop două înfășurări bobinate apropiat una de alta, pe un miez feromagnetic comun, de formă toroidală, din material de mare permeabilitate. Coeficientul de cuplaj dintre cele două înfășurări este foarte apropiat de unitate și tensiunile la bornele lor sînt aproape riguros proporționale cu numerele lor de spire. Condiția de echilibru se obține din anularea curentului prin indicator:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{Z_1}{Z_2}, \text{ de unde: } \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1}{N_2}. \tag{4.95}$$

Deoarece raportul N_1/N_2 poate fi variat în limite largi, de exemplu de la 1000/1 la 1/1000, puntea permite măsurarea impedanței într-un interval foarte larg de valori, folosind o singură impedanță etalon de valoare fixă.

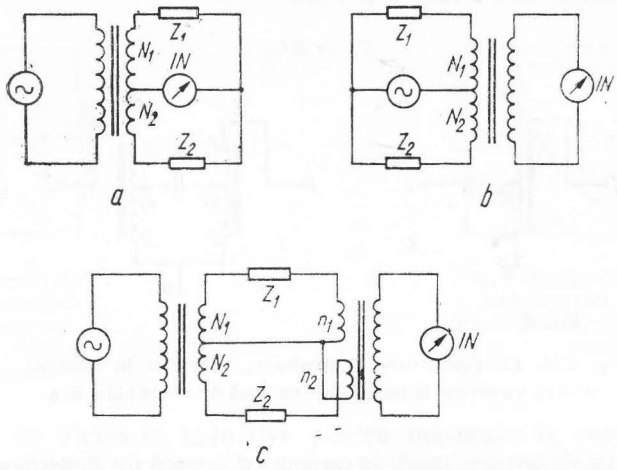


Fig. 4.82. Punți cu transformator:
a — cu transformator de tensiune; *b* — cu transformator de curent; *c* — cu două transformatoare.

Prin combinarea unui transformator de tensiune cu un transformator de curent se obține puntea cu două transformatoare din fig. 4.82, *c*. În cazul acestei punți condiția de echilibru depinde de raportul numerelor de spire ale ambelor transformatoare:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1}{N_2}\,\frac{n_1}{n_2}\,. \tag{4.96}$$

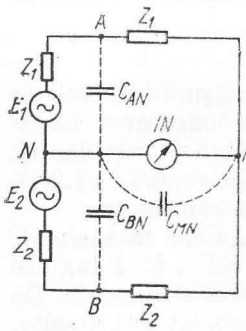


Fig. 4.83. Capacități parazite în puntea cu transformator.

Această punte permite efectuarea de măsurări în limite și mai largi decît celelalte tipuri de punți cu transformator.

Influența capacităților parazite în paralel pe brațele punții este foarte mică, de cele mai multe ori complet neglijabilă. Aceasta se poate explica pe baza unei scheme echivalente a punții ca cea din fig. 4.83, în care brațele punții cu fost înlocuite cu generatoare echivalente. Impedanțele interne ale generatoarelor echivalente, formate din rezistențele înfășurărilor și din reactanțele de dispersie, au valori foarte mici, de regulă de cel mult cîțiva ohmi, și astfel capacitățile parazite în paralel, avînd reactanțe de ordinul sutelor de mii de ohmi sau mai mult, nu introduc erori semnificative.

Puntea este de asemenea insensibilă la prezența unor capacități (sau a altor impedanțe) între punctele M și N (în paralel pe indicatorul de nul).

De aceea, puntea cu transformator este ideală pentru măsurarea în conexiune tripolară, fără a fi necesară utilizarea ecranelor de gardă, chiar la impedanțe măsurate de valori foarte mari.

Punctul de gardă (de masă) este punctul N al punții.

Erorile punților cu transformator. Sînt datorite în special rezistenței înfășurărilor, inductivităților de dispersie și capacităților parazite.

Eroarea totală a unei punți cu transformator pentru măsurarea capacității se compune din [27]:

a. eroarea datorită nesimetriei circuitului magnetic:

$$\varepsilon_1 = \frac{\lambda_{02} - \lambda_{01}}{L_0}; \tag{4.97}$$

b. eroarea datorită șuntării capacitive (eroarea în gol):

$$\varepsilon_2 = \omega^2(\lambda_{12}C_1 - \lambda_{21}C_2) + \omega^2(\lambda_{01} - \lambda_{02})\frac{N_2^2C_2 + N_1^2C_1}{N_0^2} + \\ + j\omega(r_2C_2 - r_1C_1); \tag{4.98}$$

c. eroarea datorită impedanței serie a înfășurărilor (eroarea în sarcină):

$$\varepsilon_3 = \frac{r_2 - (N_2/N_1)r_1}{Z_2} + \frac{j\omega}{Z_2}\left[\lambda_{21} - \frac{N_2}{N_1}\lambda_{12} + \frac{N_2(N_1 + N_2)}{N_0^2}(\lambda_{02} - \lambda_{01})\right], \tag{4.99}$$

unde: λ_{01},λ_{02} sînt inductivitățile de dispersie ale înfășurării de alimentare față de înfășurările de raport; λ_{12}, λ_{21} — inductivitățile de dispersie dintre înfășurările de raport; C_1, C_2 — capacitățile parazite în paralel pe înfășurările de raport; r_1, r_2 — rezistențele înfășurărilor de raport; L_0 — inductivitatea înfășurării de alimentare.

Practic, toate aceste erori cresc cu frecvența fie direct, fie din cauza scăderii permeabilității miezului magnetic. La măsurarea impedanțelor mari predomină eroarea ε_2, pe cînd la măsurarea impedanțelor mici devine predominant ε_3.

Pentru a avea erori mici este necesar ca: miezul magnetic să aibă o reluctanță cît mai mică, înfășurările de raport să aibă spire puține și diametru mare al conductorului, înfășurarea de alimentare să fie plasată cît mai simetric față de înfășurările de raport, inductivitățile de dispersie și rezistențele înfășurărilor de raport să fie cît mai riguros proporționale cu numerele de spire și capacitățile parazite C_1 și C_2 să fie cît mai mici și proporționale cu numerele de spire ale înfășurărilor respective.

Ca ordin de mărime, în cazul unui miez magnetic de mare permeabilitate (din aliaj fier-nichel) de dimensiuni uzuale, la frecvența de 1 kHz, se obține $\varepsilon_1 = 10^{-6}$—10^{-7}, $\varepsilon_2 = 10^{-4}$—10^{-6} (valorile mai mari corespund unor rapoarte N_1/N_2 mult diferite de 1), iar ε_3 depinde de impedanțele Z_1, Z_2 comparate.

Punți cu transformator pentru măsurarea capacității. Sînt utilizate în deosebi pentru măsurarea capacităților mici (în conexiune tripolară măsoară capacități pînă la ordinul 10^{-18} F). O schemă tipică este reprezentată în fig. 4.84 [28]. Puntea măsoară cu precizie capacitate, conductanță și tg δ, cu citirea numerică a rezultatelor, la frecvențe între 100 Hz și 100 kHz. Echilibrarea pentru capacitate se face cu un grup de condensatoare etalon avînd capacitățile C_e;

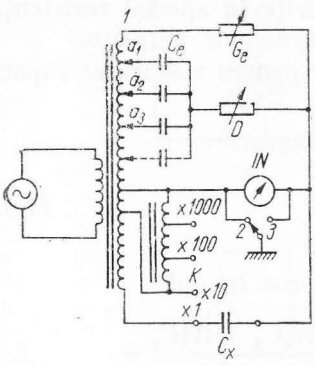


Fig. 4.84. Punte de capacitate.

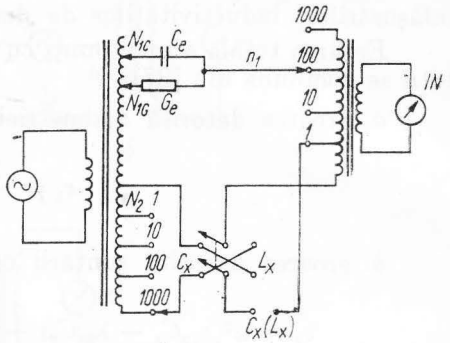


Fig. 4.85. Punte universală *LCG*.

0,1 C_e; 0,01 C_e ... comutabile pe prizele 0,1; 0,2 ... 1 ale secundarului, pentru conductanță cu un grup de rezistoare paralel, iar pentru tg δ cu un rezistor în decade conectat în serie cu condensatoarele etalon. Comutatorul servește la trecerea de la măsurarea în conexiune dipolară (C_x cu o bornă la masă) la cea tripolară. Pentru extinderea limitei superioare de măsurare a lui C_x se utilizează un divizor inductiv suplimentra.

Punți cu transformator universale. Pentru a se putea măsura reactanțe inductive, în raport cu condensatoare etalon, se inversează sensul înfășurării la care se conectează Z_x. Un exemplu de punte universală, care măsoară capacitate, inductivitate și conductanță, în schema echivalentă paralel* este dată în fig. 4.58. Este o punte cu două transformatoare, folosind un singur etalon de capacitate C_e și un singur etalon de conductanță G_e. Ecuațiile de echilibru sînt:

$$C_x = \frac{N_{1c}}{N_2}\,\frac{n_1}{n_2}\,C_e;\quad L_x = \frac{1}{\omega^2}\,\frac{N_2}{N_{1c}}\,\frac{n_2}{n_1}\,\frac{1}{C_e};\quad G_x = \frac{N_{1G}}{n_2}\,\frac{n_1}{n_2}\,G_e. \tag{4.100}$$

Intervalul de măsurare este foarte larg (9 game de măsurare decadice), datorită combinațiilor de numere de spire ale celor două transformatoare. Pentru a permite citirea directă a inductivității, măsurarea se face la $\omega = 10^4$ rad/s (frecvența $f \approx 1\,592$ Hz). Precizia de măsurare este între 0,01% și 0,1%.

Măsurarea impedanței în conexiune cuadripolară cu comparator inductiv de curent. O posibilitate este ilustrată în fig. 4.86. Comparatorul inductiv de curent *CI* controlează raportul curenților $I_1/I_2 = N_2/N_1$. Căderile de tensiune pe impedanțele Z_1 și Z_2 sînt comparate direct, cu ajutorul indicatorului de nul IN_1 astfel, încît $Z_1 I_1 = Z_2 I_2$, de unde

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}. \tag{4.101}$$

Transformatoarele T_1 și T_2 servesc la alimentarea celor două circuite izolate între ele. Ansamblul necesită aducerea la zero a două indicatoare de nul (organele de echilibrare nu sînt indicate pe schemă). Echilibrarea comparatorului inductiv poate fi automatizată.

* Tip B 221, fabricat de firma *Wayne-Kerr*, Marea Britanie.

Comparatorul inductiv din fig. 4.86 poate fi înlocuit printr-un transformator de curent, care impune un anumit raport între curenții I_1 și I_2. Se ajunge astfel la circuitul din fig. 4.87, în care se recunoaște unul din dispozitivele inductive de raport din figura 3.29, și anume *transformatorul de raport de curent* (dispozitivul notat cu II $b(i)$ în clasificarea dată), marcat

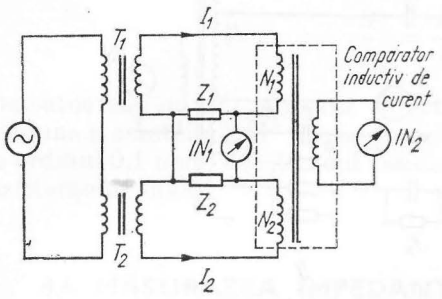


Fig. 4.86. Compararea a două impedanțe în conexiune cuadripolară, cu ajutorul unui comparator inductiv de curent.

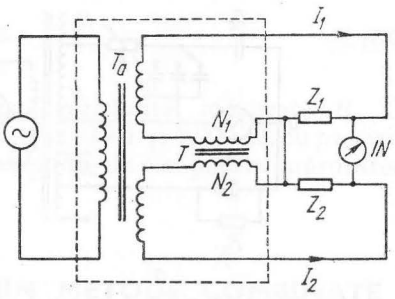


Fig. 4.87. Circuit de comparare a două impedanțe, cu transformator de raport de curent.

cu linie întreruptă pe schemă. Transformatorul T prezintă impedanță minimă în ambele înfășurări dacă fluxul său este nul, adică $N_1 I_1 = N_2 I_2$; la orice abatere a raportului I_1/I_2 de la valoarea N_2/N_1, ia naștere un flux în acest transformator și reactanța sa crește, tinzînd să restabilească echilibrul. Analiza circuitului [31] arată că, dacă $Z_1/Z_2 \approx N_1/N_2$, erorile pot fi făcute foarte mici. Transformatorul auxiliar T_a cu două secundare servește numai la alimentarea circuitelor izolate și nu influențează practic precizia sistemului.

Punți de înaltă tensiune cu comparator inductiv de curent. Există o varietate de circuite de măsurare analoge punții Schering de înaltă tensiune, folosind un comparator inductiv de curent pentru compararea curenților prin obiectul de măsurat și respectiv prin condensatorul etalon. O schemă relativ simplă, care a căpătat o oarecare răspîndire*, este puntea Glynne reprezentată simplificat în fig. 4.88, *a*. Curentul prin condensatorul etalon C_e este defazat cu ajutorul grupului R, C astfel, încît să poată echilibra curentul prin obiectul de măsurat C_x, R_x. Echilibrarea punții se face variind numărul de spire N_x și reglînd rezistorul variabil de precizie R. La echilibru rezultă

$$C_x = \frac{N_e}{N_x} C_e; \quad \operatorname{tg} \delta_x = \omega C R. \tag{4.102}$$

Puntea are o precizie și stabilitate superioare punților Schering clasice, permite citirea directă a ambelor mărimi C_x și $\operatorname{tg} \delta_x$ și este comodă în exploatare. În plus, are marele avantaj că măsoară în conexiune tripolară, fără a fi necesar un ecran de gardă (datorită impedanței mici între bornele punții și punctul neutru N).

* În punți Schering fabricate de firmele *Hartmann-Braun* — R.F.G. și *Tettex* — Elveția.

O punte cu proprietăți similare [32] este reprezentată în fig. 4.88, *b*. Folosește o înfășurare suplimentară a comparatorului inductiv de curent, de N_c spire pentru injectarea unui curent în cuadratură. Echilibrarea se face variind numerele de spire N_x și N_c. Ecuațiile punții sînt

$$C_x = \frac{N_e}{N_x} C_e; \quad \operatorname{tg} \delta_x = \frac{N_c}{N_x} \omega RC. \tag{4.103}$$

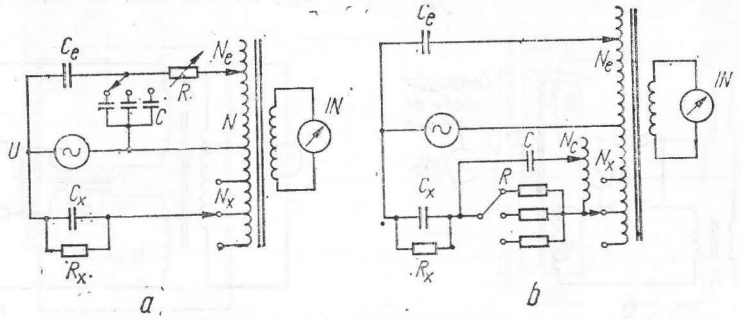


Fig. 4.88. Punți de înaltă tensiune cu comparator inductiv de curent:
a — puntea Glynne; *b* — puntea INMB.

Eroarea de bază este 0,01% pentru C_x și $10^{-5} + 0{,}01$ tg δ pentru tg δ. Cu un etalon de 100 pF măsoară direct pînă la 0,1 μF. Folosind transformatoare de curent pentru conectarea lui C_x, limita de măsurare poate fi extinsă pînă la 100 μF*.

4.5.4. MĂSURAREA REZISTENȚEI CU AJUTORUL PUNȚII CU COMPARATOR DE CURENT CONTINUU

Comparatorul de curent continuu (§ 2.7.2.), folosit ca dispozitiv de precizie pentru măsurarea raportului de curenți, permite măsurarea cu precizie foarte ridicată a rezistenței. Principiul de măsurare este asemănător

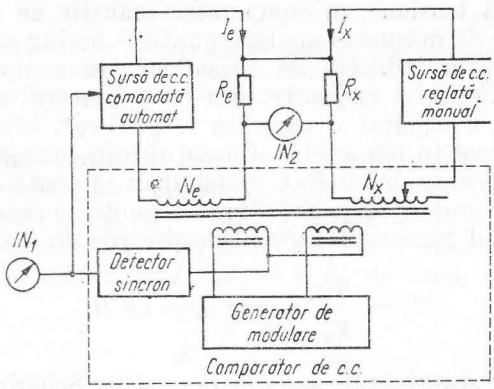


Fig. 4.89. Punte de rezistență cu comparator de c.c.

celui bazat pe comparatorul inductiv de curent (fig. 4.86). Brațele punții (fig. 4.89) sînt alimentate cu un curent fixat de operator prin R_x și un curent

* Tip C Sch 1.01, fabricat de *I.N.M.* București.

reglat automat prin R_e astfel, încît comparatorul de c.c. este menținut tot timpul în echilibru, ceea ce implică $I_e/I_x = N_x/N_e$. Echilibrul comparatorului poate fi verificat cu ajutorul indicatorului de nul IN_1. Variind numărul de spire N_x, se aduce la zero indicatorul de nul IN_2 astfel, încît $R_xI_x = R_eI_e$, de unde

$$\frac{R_x}{R_e} = \frac{I_e}{I_x} = \frac{N_x}{N_e}. \tag{4.104}$$

Indicatoarele lui N_x afișează direct valoarea rezistenței măsurate R_x. O versiune a acestei punți* măsoară rezistență între 0,0001 și 1 000 Ω, cu precizie de ordinul 0,1 ppm, constituind cea mai precisă punte de c.c. pentru măsurarea rezistențelor mici.

4.6. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN METODE COMBINATE DE RAPORT ȘI CONVERSIUNE

Metodele de conversiune impedanță-tensiune (§ 4.3.3) sînt în general mai puțin precise și se pretează cu dificultate măsurării mai multor parametri, în limite largi de valori. Pe de altă parte, metodele de zero bazate pe punți și dispozitive de raport, de precizie relativ ridicată, necesită echilibrări manuale sau automate, care complică procesul de măsurare, respectiv schema aparatului. Metodele combinate, de punte și conversiune sau raport și conversiune, caută să rețină precizia metodelor de punte și de raport, asigurînd totodată citirea directă a rezultatului, printr-o prelucrare adecvată a semnalului furnizat de o punte sau un dispozitiv de raport cu ajutorul unor circuite electronice.

În această categorie trebuie incluse în primul rînd punțile neechilibrate și semiautomate, care măsoară prin metode diferențiale, cu indicare directă într-un interval restrîns de valori măsurate.

Alte aparate funcționează pornind de la o *semipunte*, formată din impedanța de măsurat și un rezistor de referință. Semnalele furnizate de această semipunte sînt prelucrate, într-un ansamblu de circuite care pot fi denumite *detector sincron vectorial* sau *voltmetru vectorial*.

4.6.1. PUNȚI NEECHILIBRATE ȘI PUNȚI SEMIAUTOMATE

Ambele sînt punți de măsurare echilibrate incomplet, semnalul de ieșire furnizînd informația asupra abaterii valorii impedanței de măsurat de la valoarea de echilibru.

Punți de c.a. neechilibrate. Ca și în curent continuu, punțile de c.a. neechilibrate servesc pentru măsurarea abaterii impedanței de la o valoare prestabilită (punți de deviație). Ele sînt de obicei comparatoare, folosind tealoane de impedanță exterioare.

---

* Fabricată de firma *Guildline*, Canada.

Aproape fără excepție, punțile de deviație în c.a. sînt punți cu transformator, cu raport 1 : 1 al brațelor. Ele indică deviația de la valoarea de referință a două componente: fie modulul și faza, fie componentele R și X.

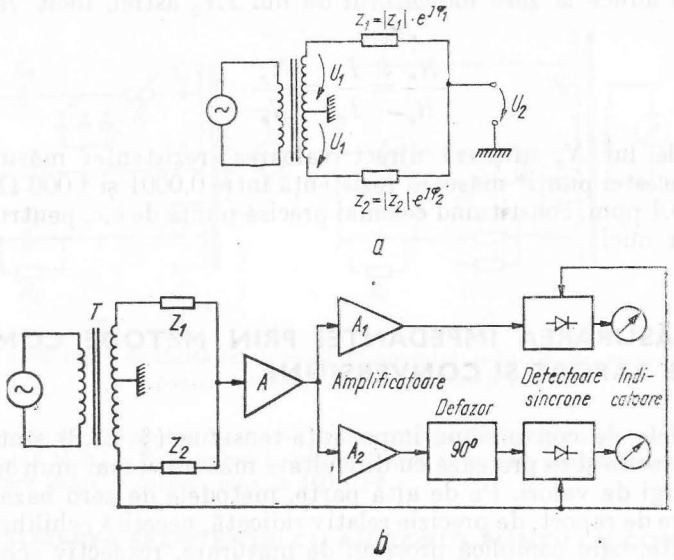


Fig. 4.90. Comparator de impedanță (punte de deviație, de c.a.):
a — schemă de bază *b* — schemă bloc.

Schema de bază este cea din fig. 4.90, *a*. Se poate arăta că, dacă diferența dintre $|Z_1|$ și $|Z_2|$ este sub 10%, iar cea dintre φ_1 și φ_2 sub 0,1 rad, atunci

$$Re\left(\frac{U_2}{U_1}\right)=\frac{1}{2}\,\frac{|Z_1|-|Z_2|}{|Z_2|}\;;\quad Im\left(\frac{U_2}{U_1}\right)=\frac{1}{2}\,(\varphi_1-\varphi_2), \tag{4.105}$$

deci, cu U_1 = constant, componenta în fază a lui U_2 indică direct deviația modulului impedanței, iar componenta în cuadratură a lui U_2 indică deviația unghiului de fază al impedanței.

Schema bloc a unei asemenea punți, pentru compararea condensatoarelor, a bobinelor și a rezistoarelor, cu indicarea deviației oricăreia din perechile $(C, \operatorname{tg}\delta)$; $(L, 1/Q)$; $(R, \operatorname{tg}\varphi)$, este dată în fig. 4.90 ,*b*. Tensiunea de ieșire a punții este amplificată pe două canale, defazată și demodulată sincron pentru indicarea celor două componente. Puntea poate funcționa în bandă largă de frecvență, în mai multe game de măsurare a deviației și cu posibilitatea de a comanda dispozitive exterioare de semnalizare și sortare.

Punți asemănătoare, cu afișare digitală a rezultatului sînt capabile de performanțe deosebit de ridicate [34].

Punți de c.a. semiautomate. Un principiu de echilibrare semiautomată, în ideea de a facilita măsurarea, constă în echilibrarea manuală a 1—3 decade pentru ambele componente măsurate ale impedanței (de exemplu R și X,

sau G și B), ultimele cifre ale rezultatului citindu-se pe un instrument indicator. Acest principiu este ilustrat în fig. 4.91, care reprezintă schema simplificată a unei punți de capacitate și conductanță. Transformatoarele T_1 și T_2 formează o punte de tipul cu două transformatoare (§ 4.5.4), cu echilibrare manuală în decade. În cazul unui echilibru incomplet, amplificatorul A injec-

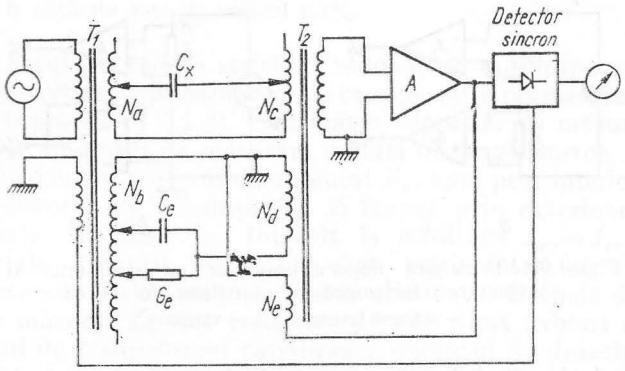


Fig. 4.91. Punte semiautomată de capacitate și conductanță.

tează în înfășurarea N_e curentul necesar aducerii la zero a fluxului magnetic în T_2; acest curent este convertit în componente vectoriale de demodulatorul sincron și afișat de instrumentul indicator. În acest fel, instrumentul servește la interpolarea între valorile vecine ale ultimei decade acționate manual. În funcție de precizia dorită, alegînd convenabil gama de măsurare, se poate măsura și numai automat, cu toate decadele manuale pe zero (cu o precizie redusă), sau cu 1, 2 sau 3 decade echilibrate manual.

4.6.2. IMPEDANȚMETRE CU SEMIPUNTE ȘI DETECȚIE SINCRONĂ PE COMPONENTE

Principiul acestor aparate reiese din fig. 4.92, *a*. Impedanța de măsurat Z_x și un rezistor de referință R_e sînt parcurse de același curent. Un amplificator diferențial, cu impedanță de intrare mare și amplificare A_1 cunoscută cu precizie, furnizează la ieșire tensiunea $U_1 = A_1 Z_x I$, proporțională și în fază cu căderea de tensiune pe impedanța Z_x. Un al doilea amplificator similar cu primul dă tensiunea $U_2 = A_2 R_e I$, proporțională și în fază cu căderea de tensiune pe rezistorul R_e. Raportul dintre cele două tensiuni

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{A_1}{A_2}\frac{Z_x}{R_e} = k\frac{Z_x}{R_e} \tag{4.106}$$

conține întreaga informație necesară pentru măsurarea componentelor vectoriale ale impedanței Z_x. Într-adevăr, partea reală a raportului complex

U_2/U_1 este proporțională cu rezistența de măsurat, iar partea sa imaginară este proporțională cu reactanța de măsurat:

$$\mathrm{Re}\left(\frac{U_2}{U_1}\right)=\frac{k}{R_e}R_x;\quad \mathrm{Im}\left(\frac{U_2}{U_1}\right)=\frac{k}{R_e}X_x. \tag{4.107}$$

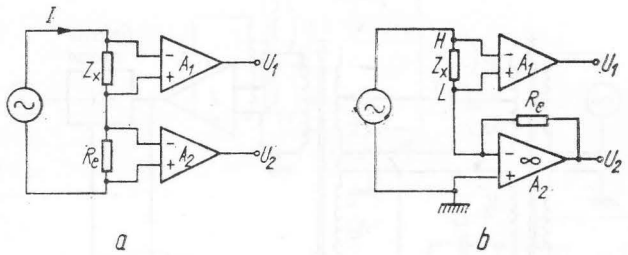


Fig. 4.92. Principiul impedanțmetrelor cu semipunte și prelucrare electronică a semnalelor de ieșire:
a — schemă generală; *b* — variantă.

Modificînd circuitul de măsurare, prin introducerea unui defazaj suplimentar de $\pm\pi/2$ pe unul din canalele de amplificare, se pot măsura componentele G_x și B_x ale unei admitanțe, sau direct capacitatea în circuite echivalente serie și paralel, inductivitatea în aceleași circuite echivalente etc.

O formă modificată a circuitului din fig. 4.92, *a* este reprezentată în fig. 4.92, *b*. Aici tensiunea U_2 este generată de un amplificator operațional cu rol de convertor curent-tensiune. Avantajul schemei constă în aceea că potențialul punctului L este practic egal cu potențialul masei (punct virtual de masă). În acest fel se poate utiliza un ecran de gardă legat la masă. Măsurarea poate fi efectuată în conexiune pentapolară.

Schema obișnuită de măsurare a raportului complex U_2/U_1 cuprinde două detectoare sincrone, urmate de amplificatoare de c.c. și afișare (§ 3.6.3).

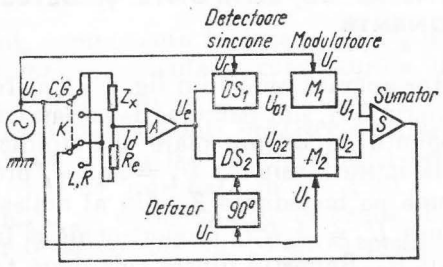


Fig. 4.93. Impedanțmetru automat digital.

O realizare puțin diferită [36] este ilustrată în fig. 4.93. Aici curentul prin rezistorul de referință R_e este generat prin reacție negativă globală astfel, încît curentul de dezechilibru I_d să fie minimizat. Tensiunea de eroare U_d este amplificată și detectată sincron, dînd naștere la două tensiuni continue: U_{01} proporțională cu componenta reală și U_{02} proporțională cu componenta imaginară a lui U_e. Tensiunile U_{01} și U_{02} sînt folosite pentru modularea tensiunii de

referință U_r, producînd astfel două tensiuni alternative U_1 și U_2 care sînt însumate și aplicate rezistorului R_e. Ca urmare, curentul de dezechilibru I_d scade. La echilibru rezultă

$$U_1 = G_x R_e U_r \quad \text{și} \quad U_2 = j\omega C_x R_e U_r. \tag{4.108}$$

Rapoartele U_1/U_r și U_2/U_r sînt măsurate cu două voltmetre digitale, care afișează direct valorile lui C_x și G_x. Similar se măsoară și L_x, R_x, pe cealaltă poziție a comutatorului K. Precizia care poate fi obținută este de ordinul 0,1%.

Din punctul de vedere strict al tehnicii de măsurare, prezintă interes deosebit o dezvoltare a acestui circuit, care permite măsurarea impedanței în conexiune octopolară (§ 4.1.3). Schematic, circuitul de măsurare [37] arată ca în fig. 4.94. Curentul de măsurare circulă de la generator, prin interiorul unui cablu coaxial la obiectul de măsurat Z_x, apoi prin interiorul altui cablu coaxial la rezistorul de referință R_e, și înapoi prin exterioarele celor două cabluri coaxiale. În acest fel, întrucît la echilibru $I_x = I_e$, în cele două cabluri coaxiale curenții dus-întors sînt egali între ei și, ca urmare, erorile datorite cuplajelor magnetice sînt eliminate. Bornele de tensiune ale obiectului de măsurat Z_x sînt conectate la alte două cabluri coaxiale. Unul din ele (cablul de compensare) canalizează curentul de dezechilibru I_d, care este amplificat și întors în circuitul rezistorului R_e prin intermediul transformatorului T pînă cînd se obține $I_d \approx 0$. În consecință, la echilibru, la intrarea cablului coaxial de măsurare terminat pe intrarea amplificatorului A, atît

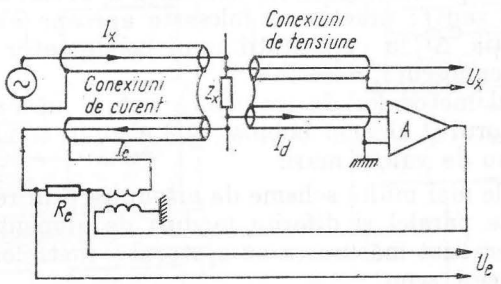


Fig. 4.94. Partea de intrare a unui impedanțmetru cu măsurare în conexiune octopolară (conexiuni coaxiale de curent și de tensiune).

tensiunea cît și curentul sînt nule. Celălalt cablu coaxial (cablul de măsurare) este terminat în gol, deci nu absoarbe curent; tensiunea transmisă de acest cablu este tensiunea U_x de la bornele lui Z_x.

Se observă că acest aranjament îndeplinește toate condițiile cerute de măsurarea impedanței în conexiune octopolară.

Relația de echilibru rezultă din $I_x = I_e$ sau $U_x/Z_x = U_e/R_e$, de unde

$$Z_x = R_e \frac{U_x}{U_e}. \tag{4.109}$$

Raportul complex U_x/U_e este măsurat ca și anterior, efectuînd o dublă detecție sincronă.

Prin rafinamente ale circuitelor de preluerare a semnalului de măsurare (un singur detector sincron care lucrează prin comutare pe cele două canale, optimizarea nivelului la intrarea detectorului în funcție de game de măsurare și frecvență, circuite de comutație rapide, procedee speciale de eliminare a decalajelor de tensiune etc.) se asigură o precizie de măsurare de 0,1% pînă la frecvența de 1 MHz, cu posibilități de măsurare și între 1 și 10 MHz. Evident, această precizie poate fi valorificată numai datorită principiului schițat mai sus al circuitului de intrare, care rezolvă majoritatea problemelor legate de reactanțele parazite ale conexiunilor.

4.7. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN METODE DE REZONANȚĂ

Metodele de rezonanță sînt destinate în primul rînd măsurării de reactanță și sînt aplicabile în cazul elementelor de circuit cu factor Q suficient de mare. Cu aceste metode, rezistența sau conductanța se măsoară doar ca parametru secundar, cu o precizie relativ redusă. Măsurarea se bazează pe relațiile

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}; \quad U_C = QU, \tag{4.110}$$

valabile într-un circuit oscilant LC la rezonanță, alimentat cu o tensiune serie U, în cazul în care Q este suficient de mare (practic $Q \geqslant 10$). În principiu, măsurarea se face prin aducerea la rezonanță a circuitului, variind unul din parametrii L, C sau f; practic se folosește aproape exclusiv măsurarea în raport cu variația ΔC a capacității unui condensator variabil de precizie, frecvența fiind cunoscută.

Cu ajutorul metodelor de rezonanță pot fi măsurate: inductivitatea, capacitatea, factorul Q al unei bobine, tg δ al unui condensator și rezistențe de valori mici sau de valori mari.

Sînt posibile mai multe scheme de măsurare prin rezonanță, cu circuite serie sau circuite paralel și diferite moduri de alimentare a circuitului. În practică s-a generalizat măsurarea cu ajutorul Q-metrelor, aparate construite special pentru acest scop.

4.7.1. Q-METRE ANALOGICE

Q-metrele sînt aparate universale pentru măsurări prin metoda de rezonanță. Ele măsoară reactanțe prin comparație cu un etalon propriu de capacitate (condensator variabil de precizie) și factor Q, rezistență sau conductanță cu ajutorul unui voltmetru incorporat. Q-metrele conțin de asemenea un generator de frecvență variabilă și sînt prevăzute, ca accesoriu, cu un set de bobine de referință. Q-metrele produse industrial acoperă o gamă de frecvențe între 30 kHz și 250 MHz, măsurînd reactanța cu precizie de 1—3% și rezistențe, conductanțe sau factor Q cu precizie de 5—15%.

Schema generală elementară a unui Q-metru este dată în fig. 4.95. Tensiunea de alimentare a circuitului oscilant este aplicată în serie, prin intermediul unei impedanțe mici Z_c, astfel ca $U = Z_c I$. Curentul I este măsurat cu un miliampermetru (termoelectric) sau este menținut constant prin

alte mijloace. Tensiunea U_c la bornele condensatorului variabil de precizie C este măsurată cu un voltmetru electronic. De obicei, miliampermetrul este prevăzut cu un reper de referință, iar voltmetrul este gradat direct în valori ale factorului Q. Condensatorul variabil este de 25—500 pF (sau de capacitate

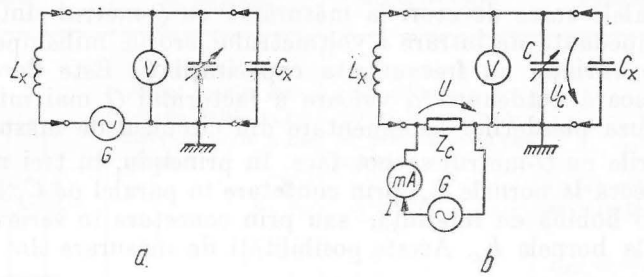


Fig. 4.95. Q-metru:
a — schemă elementară; b — schemă practică.

mai mică la Q-metrele pentru frecvențe peste 70 MHz). Aparatul este prevăzut cu patru borne: două pentru conectarea bobinei L_x și două pentru conectarea condensatorului C_x sau a altor componente de măsurat.

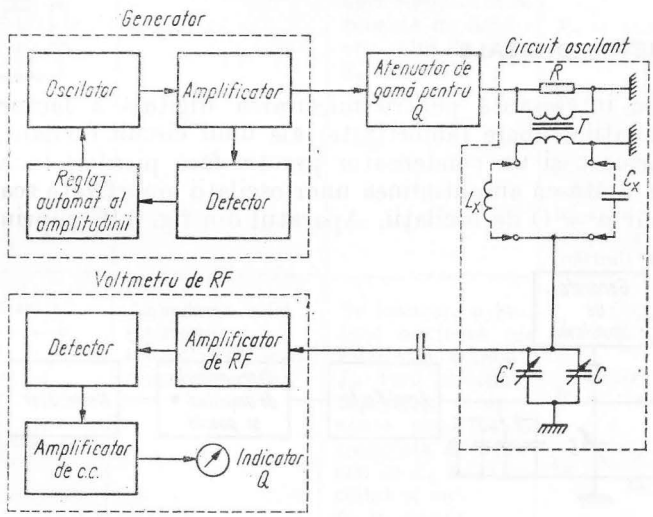


Fig. 4.96. Schema bloc a unui Q-metru:
T — transformator de cuplaj; C, C' — condensatoare variabile pentru acord brut și fin.

Schema bloc a unui Q-metru de precizie * este dată în fig. 4.96 [38]. Generatorul este prevăzut cu reglaj automat al nivelului, ceea ce exclude necesitatea ajustării manuale a curentului I. Cuplajul cu circuitul de măsurare făcîndu-se prin intermediul unui transformator co-

* Fabricat de firma *Hewlett — Packard*, S.U.A.

borîtor de tensiune, impedanța serie introdusă în circuitul oscilant este foarte mică. Voltmetrul electronic folosește un tranzistor cu efect de cîmp la intrare, pentru a avea o impedanță foarte mare. Aparatul este prevăzut cu scări extinse ΔQ, ΔC, bobine de inductanță etalon și condensatoare auxiliare pentru lărgirea posibilităților de măsurare.

Principalele surse de erori la măsurarea cu Q-metrul sînt: impedanța de cuplaj, impedanța de intrare a voltmetrului, erorile miliampermetrului și voltmetrului, variația cu frecvența a capacității C. Este de remarcat că Q-metrul măsoară totdeauna o valoare a factorului Q mai mică decît cea reală, din cauza pierderilor suplimentare din circuitul de măsurare.

Măsurările cu Q-metrul se pot face, în principiu, în trei moduri: prin conectare directă la bornele L_x, prin conectare în paralel pe C, la bornele L_x fiind legată o bobină de referință, sau prin conectare în serie cu o bobină de referință la bornele L_x. Aceste posibilități de măsurare sînt rezumate în tabelul 4.4.

O alternativă pentru măsurarea factorului Q este metoda dezacordului: se variază fie capacitatea, fie frecvența pînă cînd tensiunea U_c scade de $\sqrt{2}$ ori față de valoarea de la rezonanță; Q este dat de

$$Q = \frac{f}{2\Delta f} = \frac{C}{\Delta C}. \tag{4.111}$$

4.7.2. Q-METRE DIGITALE

O soluție interesantă pentru măsurarea digitală a factorului Q este bazată pe oscilațiile libere (amortizate) ale unui circuit oscilant, format din bobina de măsurat și un condensator practic fără pierderi inclus în aparat [39]. Se poate arăta că amplitudinea unor oscilații amortizate scade de e^{π} ori după un număr $n = Q$ de oscilații. Aparatul din fig. 4.97 cuprinde un gene-

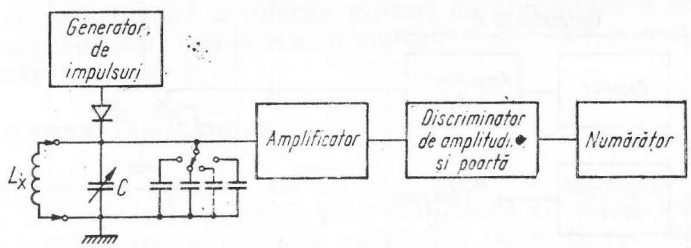
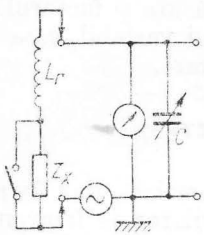
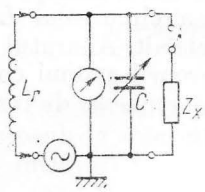
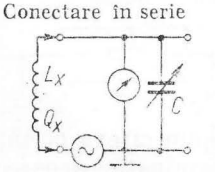


Fig. 4.97. Schema bloc a unui Q-metru digital.

rator de impulsuri aplicate circuitului L_xC: după fiecare impuls oscilațiile amortizate rezultate sînt amplificate, discriminate în amplitudine și numărate pînă în momentul scăderii amplitudinii lor de la valoarea inițială U_0 la cea finală U_0/e^{π}. Aparatul funcționează între 1 kHz și 12 MHz și măsoară $Q = 20 \ldots 1\,000$ cu o eroare de cel mult 3%. Este prevăzut și cu posibilitatea măsurării digitale a frecvenței de oscilație.

Tabelul 4.4

Metode de măsurare cu Q-metrul

Conectarea	Posibilitățile de măsurare	Modul de lucru	Formulele de calcul
Măsurare directă 	Inductivități de valori medii, factor de calitate, rezistența serie a bobinelor	La frecvența dorită, se aduce circuitul la rezonanță prin variația capacității C	Q_x se citește direct; $L_x = \frac{1}{\omega^2 C}$; (la anumite frecvențe, L_x se citește direct); $R_{xs} = \frac{1}{\omega C Q}$.
Conectare în paralel 	Impedanțe mari (rezistențe mari, inductivități mari, capacități mici).	Se folosește o bobină auxiliară (de referință) stabilă L_r. Prin variația capacității C se aduce circuitul la rezonanță de două ori: fără Z_x și cu Z_x conectat.	$Q_x = \frac{Q_1 Q_2 \mid C_2 - C_1 \mid}{C_1 \Delta Q}$; $R_x = \frac{Q_1 Q_2}{\omega C_1 \Delta Q}$; $X_x = \frac{1}{\omega(C_2 - C_1)}$; $L_x = \frac{1}{\omega^2 (C_2 - C_1)}$; $C_x = C_1 - C_2$. (formulele se referă la schema echivalentă paralel a lui Z_x; semnul reactanței este dat de semnul mărimii $C_2 - C_1$).
Conectare în serie 	Impedanțe mici (rezistențe mici, inductivități mici, capacități mari).	Se folosește o bobină auxiliară (de referință) stabilă L_r. Prin variația capacității C se aduce circuitul la rezonanță de două ori: cu Z_x scurtcircuitat și cu Z_x în circuit	$Q_x = \frac{Q_1 Q_2 \mid C_1 - C_2 \mid}{C_1 Q_1 - C_2 Q_2}$; $R_x = \frac{(C_1/C_2) Q_1 - Q_2}{\omega C_1 Q_1 Q_2}$; $X_x = \frac{C_1 - C_2}{\omega C_1 C_2}$; $L_x = \frac{C_1 - C_2}{\omega^2 C_1 C_2}$; $C_x = \frac{C_1 C_2}{C_2 - C_1}$. (formulele se referă la schema echivalentă serie a lui Z_x; semnul reactanței este dat de semnul mărimii $C_1 - C_2$).

4.7.3. FARADMETRE ȘI HENRYMETRE CU REZONANȚĂ

Aparate mai simple decît Q-metrele, faradmetrele și herymetrele cu rezonanță măsoară parametrii C sau L prin conectarea elementului de măsurat în paralel cu bobine fixe, respectiv cu condensatoare fixe și varierea frecvenței pînă la obținerea rezonanței. Aparatele au scara gradată direct în μF (nF, pF), respectiv mH (μH) și măsoară între 1 pF și 100 μF respectiv 0,1 μH și 1 H cu o eroare de bază de 1%. În cazul bobinelor se poate măsura și factorul Q. Dezavantajul față de Q-metre este absența condensatorului variabil, ceea ce împiedică alegerea după dorință a frecvenței de măsurare.

4.7.4. REZONANȚMETRE CU ABSORBȚIE (GRID-DIP-METRE)

Sînt aparate mai rar folosite pentru măsurări de precizie, dar foarte simple și utile în unele aplicații. Sînt formate dintr-un oscilator de frecvență variabilă, a cărui bobină se cuplează slab cu bobina circuitului LC supus măsurării. Se variază frecvența de oscilație și se reperează valoarea frecvenței la care amplitudinea oscilațiilor, indicată de un instrument incorporat, prezintă un minim. Aceasta este frecvența de oscilație a circuitului LC. Cunoscînd unul din parametrii L sau C, se poate deduce celălalt. Aparatul se poate folosi, de exemplu, la determinarea inductivității proprii a unui condensator, scurtcircuitînd bornele acestuia și măsurînd frecvența sa de rezonanță proprie.

4.8. MĂSURAREA IMPEDANȚELOR FOARTE MARI

În practică, măsurări de impedanțe peste 10^8 Ω intervin mai ales ca măsurări de rezistențe mari sau de capacități mici. Ele ridică unele probleme specifice, în parte asemănătoare celor analizate la măsurările electrometrice subcap. 2.8) .

4.8.1. MĂSURAREA REZISTENȚELOR FOARTE MARI

La măsurarea rezistențelor mari și foarte mari se impun cîteva cerințe importante. Măsurarea trebuie făcută la o tensiune determinată, deoarece valoarea rezistenței R_x depinde în multe cazuri de tensiunea aplicată; din această cauză, multe soluții din cazul ohmmetrelor nu sînt aplicabile, întrucît la acestea tensiunea pe R_x nu este dinainte cunoscută, depinzînd chiar de valoarea lui R_x. În plus, este util ca aparatul să permită măsurarea la mai multe valori ale tensiunii. O altă cerință este posibilitatea măsurării atît în conexiune tripolară (borne izolate de masă), cît și în conexiune dipolară (o bornă la masă).

O problemă importantă este aceea a influenței cîmpurilor electrice exterioare. Cîmpurile electrice lent variabile produc o instabilitate a indicației. Cîmpurile electrice de 50 Hz pot falsifica măsurarea, datorită neliniarității

amplificatorului, sau îl pot chiar îneca (bloca). De aceea, este necesar să se ia măsuri de ecranare corespunzătoare a obiectului de măsurat.

Pentru măsurarea rezistențelor mari procedeul cel mai des folosit este măsurarea cu ajutorul unui amplificator electrometric a căderii de tensiune pe un rezistor de referință, în serie cu rezistorul de măsurat (fig. 4.98, *a*).

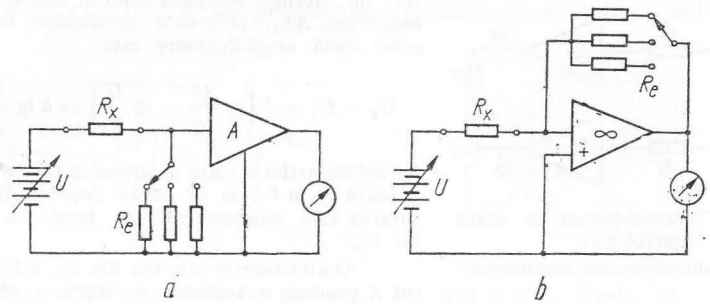


Fig. 4.98. Scheme tipice de măsurare a rezistențelor foarte mari (teraohmmetre).
a — măsurarea căderii de tensiune pe o rezistență R_e în serie cu R_x;
b — cu amplificator operațional.

O variantă a acestei scheme este reprezentată în fig. 4.98, *b*. Aici rezistorul de referință este conectat ca rezistor de reacție al amplificatorului de intrare.

Măsurarea în conexiune tripolară se execută conform schemei din fig. 4.99. Ecranul sau carcasa metalică a obiectului de măsurat R_x, jucînd rol de gardă, este legat la masă. Pentru măsurări asupra obiectelor cu o bornă la masă (în conexiune dipolară), trebuie inversate locurile sursei și obiectului de măsurat (fig. 4.100).

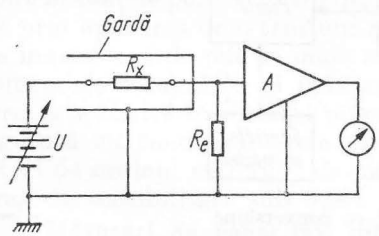


Fig. 4.99. Măsurare în conexiune tripolară, cu ecran de gardă.

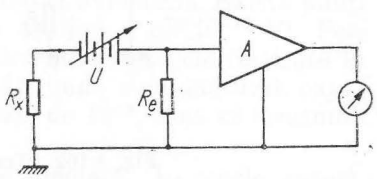


Fig. 4.100. Măsurare asupra unui obiect cu o bornă la masă (conexiune dipolară).

Scara aparatelor realizate după schemele din fig. 4.98 este puternic neliniară, ceea ce este un dezavantaj al metodei. Posibilitățile de măsurare sînt determinate în cea mai mare parte de amplificatorul electrometric utilizat, de obicei cu tranzistor cu efect de cîmp (§ 2.8.2). Precizia măsurării este între 3 și 15%. Gamele de măsurare se schimbă prin comutarea rezistoarelor

R_e și a tensiunilor de măsurare. Pentru ca rezultatul măsurării să nu depindă de tensiune, odată cu schimbarea tensiunii se modifică în mod corespunzător și sensibilitatea instrumentului indicator.

Pentru eliminarea neliniarității scării hiperbolice, o schemă posibilă este cea din fig. 4.101. Curentul prin rezistența de măsurat R_x se aplică unui amplificator logaritmic AL_1, iar un curent de referință se aplică unui al doilea amplificator logaritmic AL_2. Diferența tensiunilor de ieșire ale celor două amplificatoare este

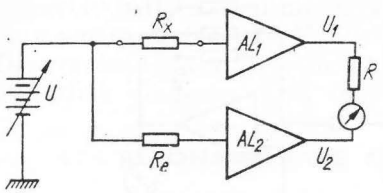


Fig. 4.101. Teraohmmetru cu scară logaritmică:
AL_1, AL_2 — amplificatoare logaritmice.

$$U_2 - U_1 = k\left(\lg\frac{U}{R_e} - \lg\frac{U}{R_x}\right) = k\lg\frac{R_x}{R_e}. \quad (4.112)$$

Se obține astfel o scară logaritmică foarte convenabilă, gradată de la 0,1 la 10 (două decade). În plus, măsurarea este independentă de tensiunea U aplicată lui R_x.

O altă soluție este cea din fig. 4.102. Integratorul A produce o tensiune de ieșire a cărei pantă de variație în timp este proporțională cu $1/R_x$. Un divizor rezistiv DT comandă deschiderea și închiderea porții P astfel, încît numărarea impulsurilor de frecvență f se face între două niveluri U_1 și U_2 ale tensiunii integratorului. Rezultă

$$R_x = \frac{t}{C}\,\frac{U}{U_1 - U_2} \quad (4.113)$$

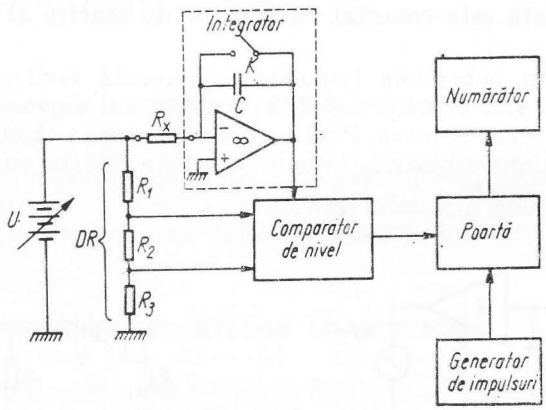


Fig. 4.102. Teraohmmetru digital cu conversiune rezistență-timp.

sau, introducînd rezistențele $R = R_1 + R_2 + R_3$ și R_2 ale divizorului:

$$R_x = \frac{R}{R_2}\,\frac{1}{fC}\,N, \quad (4.114)$$

unde N este numărul de impulsuri înregistrate. Se obține un teraohmmetru digital, de mare precizie (între 0,1% și 1%), cu posibilitate de măsurare pînă la $10^{16}\ \Omega$, la tensiuni între 1 V și 1000 V [40].

4.8.2. MĂSURAREA CAPACITĂȚILOR FOARTE MICI

Trebuie deosebite două cazuri, care comportă tehnici complet diferite: măsurarea în conexiune tripolară, respectiv în conexiune dipolară.

În conexiune tripolară, folosind procedee de ecranare corespunzătoare pot fi măsurate fără dificultăți deosebite capacități extrem de mici, limita fiind impusă practic numai de pragul de sensibilitate al indicatorului de nul.

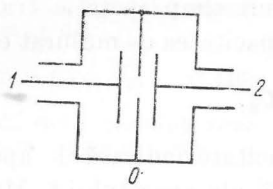


Fig. 4.103. Condensator cu diafragmă de ecranare.

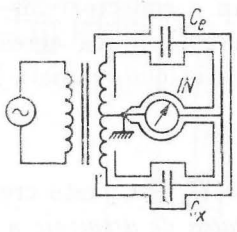


Fig. 4.104. Punte cu transformator complet ecranată.

Obiectul tipic, de capacitate oricît de mică, este condensatorul cu diafragmă de ecranare (fig. 4.103). Prin micșorarea orificiului diafragmei de ecranare dintre armăturile condensatorului, capacitatea C_{21} poate fi redusă pînă la zero (ecranare completă).

Aparatul standard pentru măsurarea capacităților foarte mici este puntea cu transformator (§ 4.5.3). Ecranarea punții trebuie să fie completă, pentru a se elimina orice capacitate parazită în paralel pe C_x (fig. 4.104). Condensatoarele etalon ale punții, construite tot după principiul ilustrat în fig. 4.103, au capacități pînă la ordinul miimii de picofarad. Rezoluția punții poate fi mărită și prin adoptarea unui raport convenabil al numerelor de spire în brațele punții. În sfîrșit, pragul de sensibilitate al punții este îmbunătățit prin aplicarea unei tensiuni relativ mari lui C_x (pînă la 100 V) și utilizarea de indicatoare de nul de mare sensibilitate, cu detecție sincronă. Există punți comerciale * capabile să măsoare capacități de ordinul 1 aF(10^{-18} F). Performanțe limită în direcția măsurării capacităților mici sînt cele realizate în legătură cu condensatoarele calculabile (§ 1.4.1), unde s-au măsurat capacități de ordinul zecimilor de picofarad cu precizie de 10^{-9}, ceea ce înseamnă prag de sensibilitate sub 0,001 aF.

Măsurări de capacități mici în conexiune dipolară. În unele cazuri, capacitatea se măsoară obligatoriu în conexiune dipolară, ca de exemplu la frecvențe înalte în sisteme coaxiale. Contribuția conductoarelor de conexiune nu poate fi eliminată atît de simplu, ca în cazul măsurării în conexiune tripolară (unde conexiunile afectează doar capacitățile parțiale C_{10} și C_{20}). Problema principală constă, la măsurarea în conexiune dipolară, în definirea cu precizie a *planului de referință*, care separă obiectul supus măsurării de

* De exemplu, puntea tip 1616 produsă de firma *General Radio*, S.U.A.

aparatul de măsurat (subcap. 1.3). În general se admite că, la o măsurare în conexiune dipolară, capacitatea efectivă de măsurat este *capacitatea adăugată* circuitului de măsurare, atunci cînd obiectul de măsurat este conectat la bornele aparatului. Aceasta presupune că înainte de conectarea condensatorului, bornele aparatului se aflau într-o anumită *stare de referință*. Cea mai obișnuită asemenea stare este aceea de borne libere (neconectate, în gol). Utilizarea în ultimul timp a conectoarelor coaxiale de precizie a impus însă ca stare de referință în gol pe cea corespunzătoare unui cîmp ipotetic transversal — electromagnetic (cîmp radial). În acest fel, capacitatea de măsurat este dată de

$$C_x = \Delta C_m + C_d, \tag{4.115}$$

unde $\Delta C_m = C_2 - C_1$ este creșterea de capacitate indicată de aparat, iar C_d este *capacitatea de dispersie* a bornelor în gol ale aparatului *. Măsurarea se face deci în două etape: prima dată cu bornele aparatului în gol, rezultînd indicația C_1 a aparatului, apoi cu obiectul conectat, ceea ce conduce la indicația C_2 a aparatului. Pentru determinarea lui C_x se aplică formula (4.115), în care C_d trebuie cunoscut, ca o constantă a aparatului.

Există și un procedeu de măsurare a capacităților mici, în care nu intervine capacitatea de dispersie C_d [41]. Procedeul este bazat pe două *adaptoare tripol-dipol*, care permit măsurarea unui condensator în conexiune dipolară cu ajutorul unei punți în conexiune tripolară. Un asemenea adaptor coaxial, împreună cu modul de conectare la o punte cu transformator, este reprezentat în fig. 4.105. Condensatorul de măsurat C_x se conectează la interiorul adaptorului

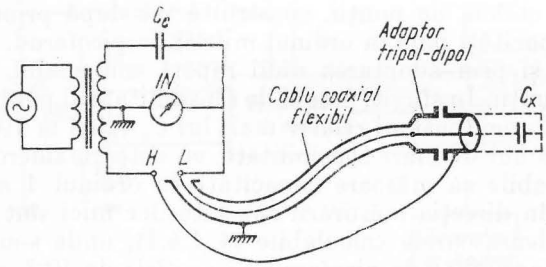


Fig. 4.105. Măsurarea capacității în conexiune dipolară prin intermediul unui adaptor tripol-dipol.

legat direct cu borna *L* a punții, și la exteriorul adaptorului legat cu borna *H* a punții. Legătura exteriorului adaptorului spre punte este întreruptă, printr-un interstițiu izolat, cablul ecranat către punte avînd exteriorul legat la masă. Acest aranjament permite o măsurare precisă, fără ca lungimea cablului, variațiile de capacitate datorite îndoirii cablului flexibil etc. să afecteze măsurarea.

* În această accepțiune, prin capacitate de dispersie se înțelege capacitatea suplimentară a bornelor în gol, datorită dispersiei cîmpului electric, față de un cîmp transversal (radial) care ar exista dacă bornele ar fi conectate la un sistem plan-paralel de conductoare.

Schematic procedeul de măsurare a capacităților mici este ilustrat în fig. 4.106. Conectoarele coaxiale trebuie să fie de tipul *nepolarizate* (sau *hermafrodite*), adică identice pe condensator și pe aparat *. Se conectează la punte primul adaptor și condensatorul C_x, măsurîndu-se

$$C_1 = C_A + C_x. \qquad (4.116)$$

Se conectează apoi al doilea adaptor și același condensator C_x; rezultă

$$C_2 = C_B + C_x. \qquad (4.117)$$

În sfîrșit, se conectează ambele adaptoare la punte (fără C_x) și se cuplează între ele, ceea ce dă

$$C_3 = C_A + C_B, \qquad (4.118)$$

unde C_A și C_B sînt capacitățile celor două adaptoare. Se obține astfel

$$C_x = \frac{1}{2}(C_1 + C_2 - C_3). \qquad (4.119)$$

Folosind condensatoare prevăzute cu conector coaxial de precizie, s-a obținut o repetabilitate de $\pm 0{,}0001 - 0{,}0002$ pF, limitată practic numai de performanțele conectorului.

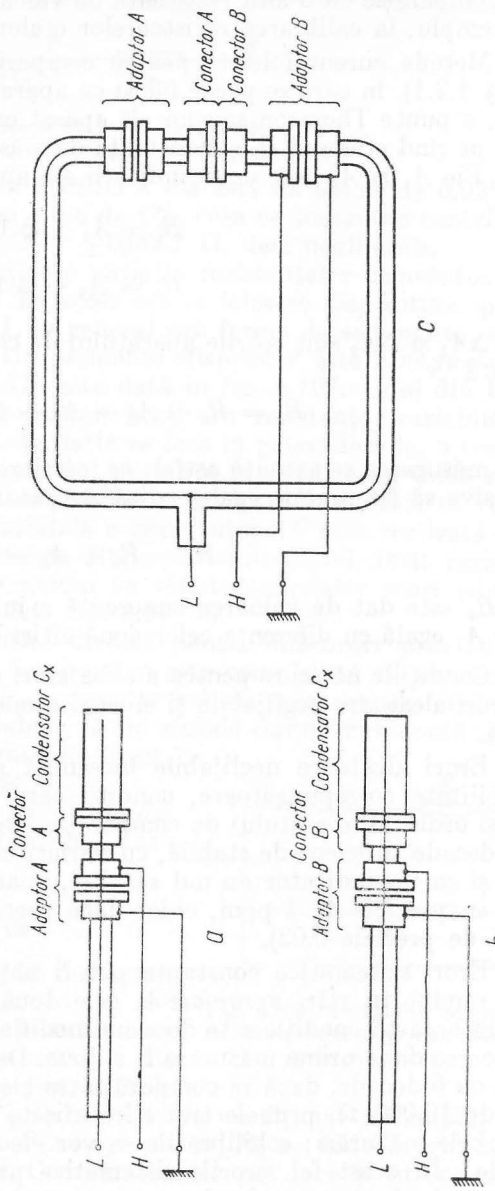


Fig. 4.106. Măsurarea unei capacități C_x de valoare mică:
a — C_x conectat prin adaptorul A; b — C_x conectat prin adaptorul B; c — ambele adaptoare interconectate

4.9. METODE SPECIALE DE MĂSURARE A IMPEDANȚEI

Pentru măsurări de mare precizie, calibrări și diferite operații metrologice se folosesc metode speciale de măsurare, în general laborioase, depășind în complexitate metodele uzuale de laborator. Ele pot fi aplicate ori de cîte ori este necesară o precizie superioară, și oferă deseori alternative pentru rezolvarea unor probleme de măsurare în lipsa eventualei aparaturi specializate, prin adaptarea mijloacelor de măsurare de uz curent sau chiar improvizate.

* De exemplu conectoarele GR 874 sau conectoarele de precizie GR 900 fabricate de firma *General Radio*, S.U.A.

4.9.1. COMPARAȚII 1:1 DE REZISTENȚĂ

Comparația 1 : 1 (§ 1.2.1) este o operație de măsurare a unei rezistențe prin comparație cu o altă rezistență de valoare apropiată. Acest caz survine, de exemplu, la calibrarea rezistoarelor etalon și a unor rezistoare în decade.

Metoda curent folosită pentru comparația 1 : 1 este metoda substituției (§ 1.2.1), în care se poate folosi ca aparat de comparație o punte Wheatstone, o punte Thomson sau un alt aparat cu posibilități similare. Se conectează pe rînd etalonul R_e și rezistența de măsurat R_x la aparatul de comparație. Fie A_1 și A_2 cele două indicații ale aparatului. Se poate scrie

$$R_e = A_1 + \Delta A_1; \tag{4.120}$$

$$R_x = A_2 + \Delta A_2, \tag{4.121}$$

unde ΔA_1 și ΔA_2 sînt erorile aparatului de comparație la cele două măsurări. Rezultă

$$R_x = R_e + A_2 - A_1 + \Delta A_2 - \Delta A_1. \tag{4.122}$$

Dacă măsurarea se execută astfel, ca erorile aparatului în cele două operații succesive să fie practic egale, adică $\Delta A_1 = \Delta A_2$, se obține

$$R_x = R_e + A_2 - A_1, \tag{4.123}$$

deci R_x este dat de valoarea cunoscută a lui R_e, la care se adaugă corecția $A_2 - A_1$ egală cu diferența celor două citiri la aparatul de comparație.

Condițiile necesare pentru a avea erori egale $\Delta A_1 = \Delta A_2$ se pot rezuma în: erori aleatoare neglijabile și erori sistematice constante în cele două măsurări.

Erori aleatoare neglijabile înseamnă rezoluție, stabilitate și prag de sensibilitate corespunzătoare, condiții care nu implică precizie globală de același ordin al aparatului de comparație. De exemplu, o punte Wheatstone cu 6 decade suficient de stabilă, cu variații mici ale rezistențelor comutatoarelor și cu un indicator de nul sensibil, poate servi la măsurări prin substituție cu precizie de 1 ppm, chiar dacă precizia ei globală este de 200 ppm (clasă de precizie 0,02).

Erori sistematice constante pot fi obținute dacă aparatul de comparație rămîne în *stări apropiate* la cele două măsurări. Procedeul tipic care asigură această condiție este de a nu modifica primele decade ale aparatului, la trecerea de la prima măsurare la a doua. De exemplu în cazul punții Wheatstone cu 6 decade, dacă se compară între ele două rezistoare cu valori nominale de 10 000 Ω, primele trei cifre afișate de punte vor trebui să fie 999 la ambele măsurări; echilibrările se vor efectua variind numai ultimele trei decade. În acest fel, erorile sistematice predominante, care provin de la rezistoarele de rang zecimal superior, rămîn aceleași în cursul substituției. Erorile sistematice ale decadelor inferioare sînt de obicei nesemnificative și pot fi neglijate. Pentru ilustrare, fie 9999,85 și 999(10),27 cifrele afișate

de aparat la cele două măsurări și $R_e = 9999{,}42\ \Omega$ valoarea cunoscută a etalonului. Conform formulei (4.123), se obține

$$R_x = 9999{,}42 + 10\,000{,}27 - 9999{,}85 = 9999{,}84\ \Omega.$$

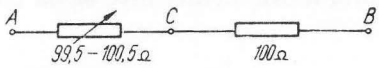


Fig. 4.107. Semipunte cu citire directă.

La o punte de clasă 0,02, eroarea decadei a 4-a este de obicei de 0,02%, a decadei a 5-a de 0,1% a și decadei a 6-a de 1%, ceea ce înseamnă contribuții de $\pm 0{,}002\ \Omega$, $\pm 0{,}001\ \Omega$ și respectiv $\pm 0{,}0001\ \Omega$, deci neglijabile.

La comparațiile mai pretențioase variația rezistențelor comutatoarelor poate provoca erori inadmisibile. În acest caz se folosesc dispozitive special construite pentru comparații 1 : 1, în general sub forma de semipunte, adică două brațe alăturate de punte. Un asemenea dispozitiv este *semipuntea cu citire directă*, * a cărei schemă [42] este dată în fig. 4.107. Unul din brațe are rezistența fixă de 100 Ω, iar celălalt braț are rezistența variabilă cu $\pm 0{,}5\%$ în jurul valorii de 100 Ω. Variația se face în patru decade, o treaptă a celei de a patra decade reprezentînd 1 ppm din raportul celor două rezistențe. Pentru ca rezistențele comutatoarelor să nu intervină direct în valoarea de 100 $\Omega \pm 0{,}5$ %, partea variabilă a rezistenței AC este realizată prin șuntarea unor rezistențe constante cu altele variabile astfel, încît rezistențele comutatoarelor sînt în serie numai cu rezistențe relativ mari (similar elementului Waidner-Wolff, § 2.3.1, fig. 2.17, *a*).

Utilizarea semipunții cu citire directă pentru măsurări prin substituție este ilustrată în fig. 4.108. Semipuntea este completată cu un rezistor *tară* R_t și cu rezistorul etalon R_e, respectiv cel de măsurat R_x. Valoarea lui R_t, apropiată de R_e și R_x, trebuie să fie stabilă dar nu cunoscută. Diferența celor două citiri pe semipunte dă direct, în ppm, diferența dintre R_x și R_e.

Există și semipunți duble cu citire directă, pentru măsurări în conexiune cuadripolară.

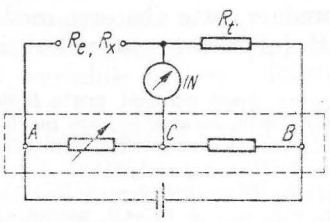


Fig. 4.108. Utilizarea semipunții cu citire directă pentru măsurări prin substituție.

4.9.2. COMPARAȚII 1:10 ȘI 1:100

Compararea cu precizie a două rezistențe R_1 și R_2 ale căror valori nominale sînt în raportul 1 : 10 se poate face cu ajutorul unui rezistor de transfer 1 : 10, compus din 10 secțiuni cu valori nominale egale (fig. 4.109). Fiecare secțiune este comparată prin substituție cu R_1, iar ansamblul este comparat tot prin substituție cu R_2. Raportul R_1/R_2 se deduce prin calcul din rezultatele celor 11 măsurări. Comparațiile se pot face și în conexiune cuadripolară, folosind borne adiacente pentru conexiunile de curent.

---

* Cunoscut sub denumirea engleză *Direct reading ratio set* (DRRS)

Rapoarte de rezistențe 1 : 10 de mare precizie pot fi generate și pe alte căi. Astfel, dacă se formează un divizor de tensiune din 10 rezistoare de valori apropiate ca în fig. 4.110 și între bornele de ieșire A, B se plasează pe rînd rezistențele $R_1, R_2, \ldots R_{10}$ (se permută rezistențele între ele), valoarea medie a raportului ieșire/intrare este egală cu 0,1, cu o eroare foarte

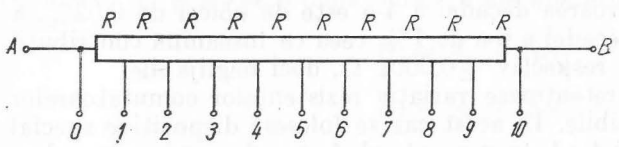


Fig. 4.109. Rezistor de transfer 1 : 10.

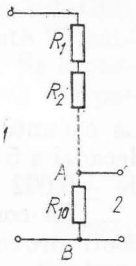


Fig. 4.110. Divizor 10:1 din 10 rezistențe nominal egale.

mică, chiar dacă între valorile celor 10 rezistențe există diferențe relativ mari. De exemplu, dacă R_1, R_2, ... R_{10} nu diferă între ele cu mai mult decît $\pm 0{,}1\%$, raportul ieșire/intrare este egal cu 0,1, cu o eroare sub 1 ppm. S-a propus și o variantă automată a unui asemenea divizor, în care permutarea rezistoarelor se face permanent, cu o frecvență de peste 100 Hz, folosind comutatoare semiconductoare, iar tensiunea de ieșire se mediază în timp cu ajutorul unui filtru trece-jos [43].

Pentru comparații de rezistență în raportul 1 : 100 sînt deosebit de utile rezistoarele de transfer serie-paralel, care sînt bazate pe următoarea idee. Zece rezistențe a căror valoare medie este R, legate în serie au rezistența totală $R_s = 10$ R, iar legate în paralel au valoarea $R_p = 0{,}1\ R(1 - \sigma_R^2)$, unde σ_R este abaterea medie pătratică a valorilor rezistențelor față de media R (exprimată în valori relative).

Acest rezultat poate fi demonstrat ușor. Fie $R + r_1$, $R + r_2$, ... $R + r_n$ valorile a n rezistențe, a căror valoare medie este R, iar abaterile r_1, r_2, ... r_n sînt considerate mici față de R. Valoarea rezistenței echivalente paralel rezultă din $1/R_p = 1/(R + r_1) + 1/(R + r_2) + \ldots + 1/(R + r_n) = 1/R[1/(1 + r_1/R) + 1/(1 + r_2/R) + \ldots + 1/(1 + r_n/R)] = 1/R[1 - r_1/R + (r_1/R)^2 - \ldots + 1 - r_2/R + (r_2/R)^2 - \ldots + 1 - r_n/R + (r_n/R)^2 - \ldots]$. Ținînd seama că $r_1 + r_2 + \ldots + r_n = 0$, notînd $\sigma_R^2 = 1/n[(r_1/R)^2 + (r_2/R)^2 + \ldots + (r_n/R)^2]$ și neglijînd termenii de grad mai mare decît doi, se obține $1/R_p = n/R(1 + \sigma_R^2)$, sau, prin dezvoltare în serie și neglijarea termenilor de grad superior, $R_p = R/n(1 - \sigma_R^2)$.

Astfel, dacă rezistențele diferă cu cel mult $\pm 0{,}01\%$ între ele, corecția $-\sigma_R^2$ din expresia lui R_p va fi sub 0,01 ppm (10^{-8}). Rezultă că raportul R_p/R_s este egal cu 1 : 100, cu o precizie foarte ridicată, chiar dacă rezistențele componente au mici abateri între ele. Rezistorul de transfer serie-paralel este construit din zece rezistoare legate în serie, care pot fi legate în paralel prin bare de scurtcircuitare adecvate (fig. 4.111). Pentru ilustrarea modului de utilizare a acestui dispozitiv, să presupunem că trebuie comparate între

ele cu mare precizie un rezistor de 100 Ω și unul de 10 000 Ω. Se folosește în acest scop un rezistor de transfer 10×1000 Ω, care în poziția *serie* se compară prin metoda substituției cu rezistorul de 10 000 Ω, și în poziția *paralel*, cu rezistorul de 100 Ω. Eroarea globală a comparației 1 : 100 poate fi cu mult sub 1 ppm.

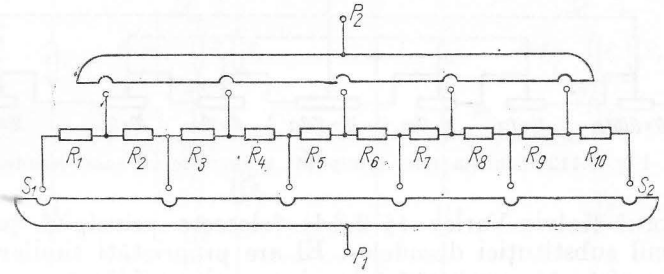


Fig. 4.111. Rezistor de transfer serie-paralel (pentru comparații 1 : 100):
S_1, S_2 — bornele conexiunii serie; P_1, P_2 — bornele conexiunii paralel.

S-au realizat și rezistoare de transfer serie-paralel cuadripolare [42], numite rezistoare Hamon care permit efectuarea măsurărilor în conexiune cuadripolară, atît în configurația serie cît și în cea paralel. Acestea sînt necesare la măsurări de la 100 Ω în jos.

4.9.3. COMPARAȚII 1 : n

Comparația $1 : n$ înseamnă măsurarea cu precizie a unei rezistențe R_x în raport cu un etalon R_e astfel, încît $R_x = R_e/n$, unde n este, în cazul general, o valoare oarecare, neîntreagă. Asemenea comparații se efectuează cu precizie ridicată folosind dispozitive de raport cu raport variabil, care permit obținerea unor rapoarte n în limite largi, variabile în trepte foarte mici, de 10^{-6} sau 10^{-7}. Cele mai cunoscute dispozitive de raport sînt semipuntea universală și divizorul Kelvin-Varley pentru măsurări în c.c. și divizorul inductiv în decade pentru măsurări în c.a.

Semipuntea universală * reprezintă un dispozitiv de raport care poate constitui două brațe ale unei punți Wheatstone, celelalte două fiind un rezistor etalon și rezistorul de măsurat. Schema semipunții universale [42] are o configurație similară compensatorului Feussner (§ 2.3.1); varianta ei obișnuită este reprezentată în fig. 4.112. Raportul rezistențelor între AC și AB poate fi variat în trepte fine (cu rezoluție de aproximativ 0,5 ppm), cu ajutorul grupului de rezistoare de 20×100 Ω și al perechilor de 10×10 Ω, 10×1 Ω etc., care sînt comutate simultan, astfel ca rezistența adăugată între A și C să fie egală cu cea scoasă între B și C. Ca urmare, rezistența totală între A și B rămîne constantă. Dispozitivul este echivalent cu un fir

* Cunoscută sub denumirea engleză *Universal ratio set* (URS).

rezistiv cu cursor (potențiometru) cu o rezistență totală de 2111,110 Ω, al cărui cursor poate fi deplasat cu o rezoluție de 0,001 Ω (dispozitivul poate fi asemănat cu o riglă gradată avînd peste două milioane de diviziuni).

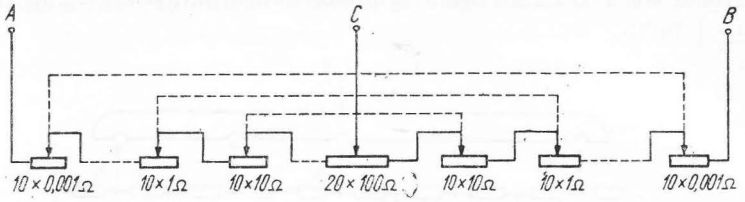


Fig. 4.112. Schema unei semipunți universale cu șase decade.

Divizorul Kelvin-Varley (§ 2.3.1) folosește principiul șuntării decadelor în locul substituției decadelor. El are proprietăți similare semipunții universale: rezistență constantă între borne și posibilitatea varierii raportului ieșire-intrare cu rezoluție de 1 ppm sau 0,1 ppm.

Semipuntea universală (sau divizorul Kelvin-Varley) poate fi completată cu un rezistor etalon R_e și cu rezistorul de măsurat R_x pentru a forma o punte capabilă să măsoare raportul R_x/R_e. Mai frecvent, semipuntea universală este utilizată pentru compararea între ele a două rezistoare cuadripolare, conform schemei din fig. 4.113. Rezistoarele R_x și R_e sînt legate în serie, deci sînt parcurse de același curent. Se fac patru măsurări, cu indicatorul de nul conectat pe rînd la bornele de tensiune ale lui R_x și R_e. Fie A_1, A_2, A_3 și A_4 cele patru citiri pe semipuntea universală. Evident, diferența $A_2 - A_1$ este proporțională cu căderea de tensiune pe R_x, iar $A_4 - A_3$ este proporțional cu căderea de tensiune pe R_e. Rezultă

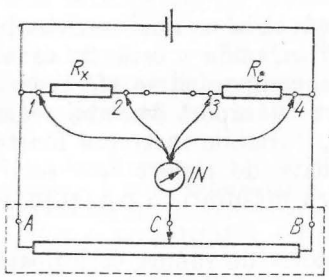


Fig. 4.113. Compararea a două rezistoare cuadripolare, cu ajutorul semipunții universale (figurată ca un potențiometru AB).

$$R_x = R_e \frac{A_2 - A_1}{A_4 - A_3}. \qquad (4.124)$$

Nici una din rezistențele de conexiune nu afectează rezultatul măsurării. Precizia este determinată practic exclusiv de liniaritatea semipunții universale. Variația tensiunii de alimentare are și ea efect nul asupra rezultatului măsurării.

Evident, în locul semipunții universale din fig. 4.113 poate fi folosit și un divizor Kelvin-Varley, procedeul de măsurare fiind același. O punte de c.c. cu performanțe deosebite, care folosește într-un mod diferit divizorul Kelvin-Varley, este puntea Julie [44]. Schema de bază a punții Julie este reprezentată în fig. 4.114, *a*. Brațele de raport *a*, *b* sînt identice cu ale unei punți Wheatstone obișnuite. Divizorul Kelvin-Varley R este completat cu două rezistoare variabile: R_1 în serie și R_2 în paralel. Măsurarea se face în trei etape: cu bornele AB în scurtcircuit, cu un rezistor etalon R_e conectat la bornele A, B și cu rezistorul de măsurat R_x conectat la bornele A, B. Prin transformare triunghi-stea, se obține schema echivalentă din fig. 4.114, *b*, în care:

$$R' = \frac{(1 - K)\,RR_2}{R + R_1 + R_2}; \qquad R_1' = \frac{(KR + R_1)R_2}{R + R_1 + R_2}, \qquad (4.125)$$

unde K este raportul divizorului Kelvin-Varley, variabil liniar între 0 și 1. Condiția de echilibru a punții este

$$R_{AB} = \frac{a}{b} R_1' - R' \tag{4.126}$$

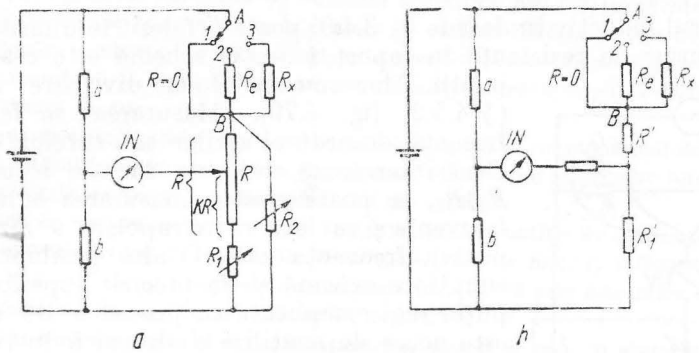


Fig. 4.114. Punte de raport Julie:
a — schemă de bază; b — schemă echivalentă.

sau înlocuind pe R_1' și R' din (4.125):

$$R_{AB} = \frac{\left(\frac{a}{b} + 1\right) RR_2}{R + R_1 + R_2} K + \frac{\left(\frac{a}{b} R_1 - R\right) R_2}{R + R_1 + R_2}. \tag{4.127}$$

La prima măsurare $R_{AB} = 0$, divizorul se pune pe poziția $K = 0$ și puntea se echilibrează prin varierea lui R_1. Rezultă:

$$\frac{a}{b} R_1 - R = 0. \tag{4.128}$$

La a doua măsurare $R_{AB} = R_e$, divizorul se pune pe poziția $K = 1$ și se face echilibrarea din R_2, ceea ce dă

$$R_e = \frac{\left(\frac{a}{b} + 1\right) RR_2}{R + R_1 + R_2}. \tag{4.129}$$

În sfîrșit, la a treia măsurare $R_{AB} = R_x$ și, ținînd seama de (4.128) și (4.129), formula (4.127) devine

$$R_x = KR_e. \tag{4.130}$$

Această relație scoate în evidență avantajul remarcabil al punții, și anume relația liniară între R_x și raportul de divizare K al divizorului Kelvin-Varley. Precizia punții depinde practic numai de liniaritatea divizorului, deoarece eroarea de zero și eroarea de proporționalitate sînt eliminate prin primele două echilibrări, cu $K = 0$ și $K = 1$.

Convergența celor trei echilibrări este atît de bună, încît practic nu e nevoie de repetarea lor.

Pentru rezistențe R_e mai mari decît R schema se modifică, rezistorul R_2 fiind legat în paralel pe R_1 și b.

Cu mici modificări în schema punții, este posibilă și măsurarea în conexiune cuadripolară.

Versiunea comercială a unei punți bazată pe acest principiu* asigură o precizie de măsurare de 1 ppm între 100 Ω și 100 kΩ, și de 3 ppm la 0,1 Ω și la 10 MΩ.

Divizorul inductiv în decade (§ 3.4.3) poate fi folosit în diferite moduri pentru măsurări de rezistență în raport $1 : n$. O schemă este cea analogă punții Thomson cu două divizoare inductive (§ 4.5.2, fig. 4.79). Măsurarea se face la o frecență de ordinul zecilor sau sutelor de herți. Dacă interesează valoarea în c.c. a raportului R_x/R_e, se poate efectua măsurarea la mai multe frecvențe și se face o extrapolare a rezultatului pentru frecvența zero. O altă posibilitate, mai simplă ca schemă și de precizie superioară, dar puțin mai complicată ca procedeu de măsurare este aceea de a utiliza divizorul inductiv în decade similar semipunții universale. Schema, asemănătoare celei din fig. 4.113, este reprezentată în fig. 4.115. Notînd cu K_1, K_2, K_3, K_4 indicațiile divizorului inductiv pentru cele patru echilibrări, rezultă

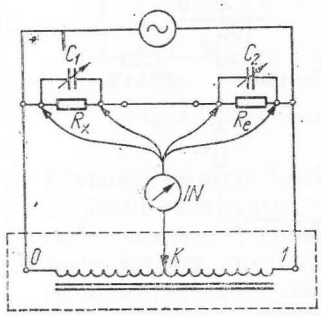


Fig. 4.115. Compararea a două rezistoare cuadripolare în c.a. cu ajutorul unui divizor inductiv în decade.

$$R_x = R_e \frac{K_2 - K_1}{K_4 - K_3}. \tag{4.131}$$

Condensatoarele variabile C_1 și C_2 servesc pentru echilibrarea reactanțelor reziduale. Eroarea de măsurare este practic egală cu eroarea de liniaritate a divizorului inductiv, care poate fi sub 0,1 ppm.

4.9.4. METODE DE CALIBRARE A APARATURII DE MĂSURAT IMPEDANȚA

Calibrarea unui aparat de măsurat impedanța poate fi făcută, în principiu, printr-una din următoarele metode: măsurarea directă cu aparatul a unor etaloane de impedanță; compararea aparatului cu un aparat etalon, măsurînd succesiv cu cele două aparate aceleași impedoare; măsurarea unor elemente componente ale aparatului de calibrat.

Metoda măsurării directe a unor etaloane de impedanță este cea mai recomandabilă, deoarece este relativ simplă și asigură condiții de funcționare a aparatului practic identice cu cele din exploatare. Neajunsul acestei metode constă în aceea că necesită un număr de etaloane care să acopere întregul interval de măsurare al aparatului. Dacă acest lucru nu ridică dificultăți deosebite în cazul aparatelor de măsurat rezistența cu precizie moderată, pentru calibrarea cărora se pot utiliza rezistoare în decade de clasă 0,01 sau 0,02, la calibrarea punților de c.c. și ohmmetrelor de precizie ridicată, precum și a aparatelor de măsurat impedanța în c.a. sînt necesare de obicei un număr mare de etaloane individuale, nu totdeauna disponibile. În curent alternativ se mai pun și probleme ca efectuarea calibrării la mai multe frecvențe, la diferite valori ale parametrilor secundari (tg φ, tg δ, Q) sau pentru

* Punte tip PRB-205 S fabricată de firma *Julie Research Laboratories*, S.U.A.

diferite combinații rezistență-reactanță. Din aceste motive, o calibrare completă este rareori posibilă; practic, trebuie s tabilit un număr rezonabil de *puncte* de calibrare, a căror încadrare în erorile tolerate ale aparatului să asigure cu o probabilitate mare funcționarea corectă a aparatului în toate condițiile posibile. Prin *puncte* de calibrare trebuie înțeles aici ansamblul valorilor măsurandului și ale mărimilor de influență enumerate mai sus (frecvență, parametri reziduali etc.). În cărțile tehnice ale unor aparate de precizie ridicată se dau de obicei indicații suficiente pentru calibrare. În alte cazuri, este necesar să se cunoască principiul de funcționare al aparatului și chiar schema sa funcțională, pentru a se putea decide asupra *punctelor* de calibrare necesare.

Metoda aparatului etalon este relativ rar folosită, din cauza numărului dublu de operații necesare. O altă dificultate constă în a găsi aparate etalon care să acopere intervalele de măsurare, frecvențele de lucru etc. ale aparatului de calibrat.

Metoda de calibrare pe elemente se aplică în special punților de mare precizie sau aparatelor cu convertor separat, în cazurile în care, din diferite motive, utilizarea altor metode nu este posibilă. De exemplu, o punte de c.c. poate fi calibrată prin măsurarea separată a brațului de referință și a raportului brațelor de raport.

Calibrarea ohmmetrelor și a impedanțmetrelor directe se face cu ajutorul unor etaloane de rezistență, capacitate și inductivitate de valori potrivite. Se efectuează o calibrare completă pe una din gamele de măsurare ale aparatului, considerată gamă de bază (de obicei, în zona mijlocie a intervalului de măsurare al aparatului). Pe celelalte game, calibrarea se face numai în cîte 1—2 puncte, dintre care unul la extremitatea superioară a gamei. În cazul ohmmetrelor digitale care fac parte dintr-un multimetru digital, este suficient să se verifice numai cîte un punct de măsurare, de preferință în jurul extremității gamelor de măsurare a rezistenței.

Calibrarea punților de c.c. se poate face prin oricare din cele trei metode enumerate. Punctele de calibrare se aleg ca și la ohmmetre, astfel ca să evidențieze erorile brațului de referință și pe cele ale brațelor de raport, pentru fiecare valoare a rezistenței de referință, respectiv pentru fiecare valoare a raportului punții. Eroarea tolerată a punților de c.c. este de forma [45]:

$$e = \pm \frac{c}{100}\left(\frac{R_c}{k} + R_x\right), \tag{4.132}$$

unde: c este clasa de precizie a punții; R_x — valoarea măsurată a rezistenței; R_c — valoare convențională, pentru fiecare gamă de măsurare; k — coeficient egal cu 10, dacă fabricantul nu indică o valoare mai mare.

Valoarea convențională R_c, dacă nu este indicată de fabricant, se ia egală cu cea mai mare valoare de forma 10^n (cu n întreg) inclusă în gama de măsurare.

Măsurările se efectuează succesiv cu ambele polarități ale tensiunii de alimentare a punții.

Calibrarea punților de c.a. necesită etaloane corespunzătoare de rezistență, capacitate și inductivitate. Punțile universale *RCL*, care lucrează în mai multe configurații, prin comutarea acelorași elemente pot fi calibrate complet pe o singură gamă și o singură funcțiune (de exemplu, gama de rezistență de 0—1000 Ω). Pe toate celelalte game și funcțiuni, este suficientă calibrarea în cîte 1—2 puncte.

În general, prezintă dificultăți mai mari calibrarea punților care măsoară și tg δ sau Q. În acest scop, trebuie *confecționate* etaloane de tg δ și etaloane de Q, prin combinarea unor rezistoare și reactoare, în serie sau în paralel. În cazul impedanțelor de valori mari, aceste combinații pot da erori considerabile din cauza capacităților parazite, în special la conec-

5. MĂSURAREA PUTERII

Măsurarea puterii constituie una din puținele măsurări electrice care poate fi efectuată în întregul spectru de frecvență al mărimilor electromagnetice, din curent continuu pînă la frecvențele de racordare cu spectrul radiațiilor infraroșii. Practic, interesează numai măsurarea puterii în c.a., deoarece măsurarea puterii în c.c. se poate reduce la măsurări de tensiune și de curent. În c.a. puterea instantanee prezintă rareori importanță; se măsoară aproape totdeauna *puterea medie*, pe un număr relativ mare de perioade.

Puterea măsurată este fie puterea absorbită de aparatul de măsurat de la un generator, fie puterea transmisă pe un circuit, de la un generator la o sarcină, ambele exterioare aparatului. În primul caz, măsurarea se face cu un **wattmetru de absorbție**, iar în al doilea caz, cu un **wattmetru de trecere**.

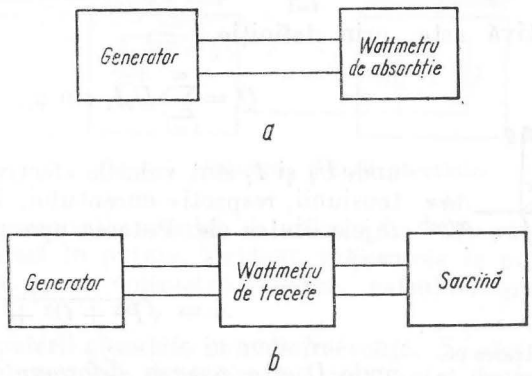


Fig. 5.1. Măsurări de putere:
a — măsurarea puterii absorbite; *b* — măsurarea puterii transmise.

Wattmetrul de absorbție este un aparat uniport (dipol), pe cînd wattmetrul de trecere este un aparat diport (cuadripol). Wattmetrul de trecere trebuie să absoarbă cît mai puțin din puterea pe care o măsoară (fig. 5.1).

5.1. GENERALITĂȚI

Puterea instantanee transmisă printr-un circuit cu două conductoare este

$$p = ui, \tag{5.1}$$

unde u este valoarea instantanee a tensiunii, iar i este valoarea instantanee a curentului. Sensurile pozitive ale acestor mărimi sînt asociate ca în fig. 5.2.

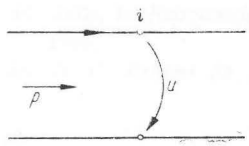


Fig. 5.2. Pentru definirea puterii instantanee.

În curent alternativ, puterea medie pe o perioadă

$$P = \frac{1}{T}\int_{t}^{t+T} ui \; dt \tag{5.2}$$

este denumită *putere activă*. Dacă u și i variază sinusoidal, puterea activă este

$$P = UI \cos \varphi, \tag{5.3}$$

iar *puterea reactivă* se definește ca

$$Q = UI \sin \varphi, \tag{5.4}$$

unde U și I sînt valorile efective ale tensiunii și curentului, iar φ este unghiul de defazaj dintre ele. *Puterea aparentă* este dată de

$$A = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}. \tag{5.5}$$

Dacă u și i sînt mărimi de aceeași frecvență, nesinusoidale, puterea activă este

$$P = \sum_{i=1}^{\infty} U_i I_i \cos \varphi_i, \tag{5.6}$$

iar puterea reactivă este, prin definiție,

$$Q = \sum_{i=1}^{\infty} U_i I_i \sin \varphi_i, \tag{5.7}$$

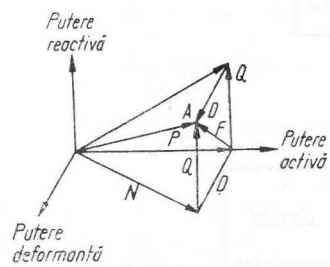


Fig. 5.3. Pentru ilustrarea noțiunii de vector al puterii în c.a.

unde U_i și I_i sînt valorile efective ale armonicilor tensiunii, respectiv curentului, iar φ_i sînt defazajele dintre ele. Puterea aparentă este, în acest caz,

$$A = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}, \tag{5.8}$$

unde D este *puterea deformantă* (egală cu zero numai dacă u și i au aceeași formă de variație în timp).

Puterea în c.a. poate fi reprezentată ca un vector tridimensional (fig. 5.3), în spațiul puterilor activă, reactivă și deformantă. Mai pot fi definite [1] puterea fazorială $S = (P^2 + Q^2)^{\frac{1}{2}}$, puterea nereactivă $N = (P^2 + D^2)^{\frac{1}{2}}$

și puterea fictivă $F = (Q^2 + D^2)^{\frac{1}{2}}$; în regim sinusoidal, sau dacă u și i au aceeași formă de variație în timp, $S = A$; $N = P$ și $F = Q$.

Toate aceste definiții se extind și asupra sistemelor polifazate, prin însumarea puterilor respective pe fiecare fază. De asemenea, ele pot fi considerate valabile și în cazul în care u și i sînt funcții cvasi-periodice de timp, dacă variația valorilor efective U_i și I_i este suficient de lentă.

Puterea activă se măsoară în watt, puterea reactivă în var, iar toate celelalte puteri — aparentă, deformantă, fazorială etc. — în volt-amper.

În cele ce urmează, se va utiliza termenul putere pentru putere activă, ori de cîte ori nu se pot crea confuzii.

5.2. MĂSURAREA PUTERII ABSORBITE

Măsurarea puterii absorbite (de aparat) se execută în cazurile în care este necesar să se determine puterea pe care o poate debita un generator, sau un alt sistem de generare și/sau de transmitere a puterii, pe o sarcină specificată. De cele mai multe ori, se pune problema măsurării puterii disponibile a unui generator, egală cu $E^2/4R_i$, unde E este tensiunea electromotoare a sursei echivalente, iar R_i este rezistența ei internă. Alteori, în special în audiofrecvență, se măsoară puterea maximă în anumite condiții, de exemplu pentru un coeficient de distorsiune dat.

Măsurarea puterii absorbite se face cu un wattmetru de absorbție, care se conectează la ieșirea sursei supuse măsurării, substituind sarcina (fig. 5.4). De obicei, wattmetrul de absorbție este un aparat independent,

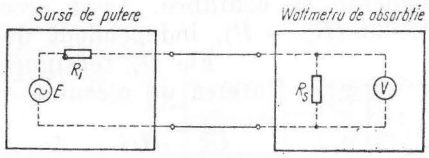


Fig. 5.4. Măsurarea puterii absorbite.

care conține un rezistor de sarcină, de valoare fixă sau variabilă, și un voltmetru, gradat direct în putere. Evident, măsurarea se poate face și cu un rezistor adecvat și un voltmetru separat, calculînd puterea cu relația $P = U^2/R$.

Măsurarea puterii absorbite în audiofrecvență. Se efectuează cu aparate specializate, cunoscute sub denumirea de wattmetre de ieșire (sau outputmetre). Ele sînt astfel construite încît să poată prezenta la intrare o rezistență variabilă în trepte între limite largi, de exemplu între 2 Ω și 20 kΩ. În același timp, este variată și atenuarea cu care este transmis semnalul de audiofrecvență, pentru ca voltmetrul să poată fi gradat în wați. Circuitul poate fi realizat cu rezistoare variabile (comutabile) sau cu transformatoare cu prize. În plus, se mai prevede un atenuator înaintea voltmetrului, pentru

a măsura puterea în mai multe game. În fig. 5.5 este reprezentată, ca principiu, una din posibilitățile de realizare a circuitului. Măsurarea se face de obicei între 20 Hz și 20 kHz, cu precizie între 2 și 4%.

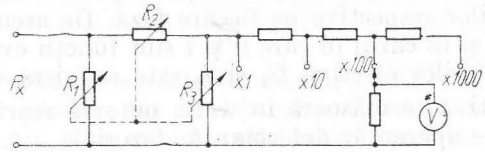


Fig. 5.5. Wattmetru de absorbție pentru audiofrecvență.

Măsurarea puterii absorbite la frecvențe înalte. În cazul puterilor mici, pînă la 10 mW, metoda cea mai răspîndită este cea bolometrică, bazată pe punți bolometrice similare cu cele descrise la § 3.2.1. și 3.2.2. Puterea de măsurat este disipată practic integral în bolometru, constituit dintr-un element miniatural, sensibil la temperatură. Acesta poate fi un termistor, un conductor scurt și foarte subțire sau o peliculă metalică subțire. Puterea de înaltă frecvență încălzește bolometrul și produce o modificare a rezistenței sale. Bolometrul este inclus într-o punte astfel, încît o mică modificare a rezistenței poate fi pusă ușor în evidență. Wattmetrele bazate pe acest principiu folosesc de obicei o punte echilibrată automat, în curent continuu sau în joasă frecvență. Schema de principiu a unei asemenea punți este reprezentată în fig. 5.6. Datorită caracteristicii neliniare a bolometrului, echilibrul punții depinde de curentul care circulă prin R_T. Tensiunea continuă U generată de amplificatorul operațional A se autoreglează, în funcție de puterea de înaltă frecvență aplicată bolometrului, astfel că puntea este menținută în permanență la echilibru. Acest proces asigură și constanța rezistenței bolometrului ($R_T = R$), independent de puterea măsurată P_x.

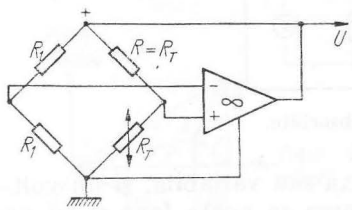


Fig. 5.6. Punte bolometrică cu echilibrare automată în c.c.

Fie U_0 tensiunea punții pentru $P_x = 0$. Puterea de măsurat rezultă ca diferența

$$P_x = \frac{U_0^2}{4R} - \frac{U^2}{4R} = \frac{1}{4R}(U_0 + U)(U_0 - U). \quad (5.9)$$

Tensiunea U_0 se ia de la bornele unei punți identice cu puntea de măsurare dar căreia nu i se aplică puterea P_x, servind și pentru compensarea efectului variațiilor temperaturii ambiante. Expresia (5.9) a puterii P_x conține produsul dintre o sumă și o diferență de tensiuni continue, operații care sînt efectuate cu sumatoare și multiplicatoare analogice. Aparate bazate pe acest principiu * măsoară la frecvențe între 0 și 18 GHz puteri de la 1 μW la 10 mW, cu eroare de bază de 2%, la care se adaugă eroarea capului de măsurare, funcție de frecvență.

* De exemplu miliwattmetrul 432 A al firmei *Hewlett-Packard*, S.U.A.

Măsurarea puterii absorbite la frecvențe înalte se face și prin măsurarea creșterii de temperatură a unui rezistor special de sarcină, care absoarbe practic întreaga putere de măsurat. Pentru măsurarea temperaturii servește de obicei un termocuplu. În funcție de construcția rezistorului de sarcină, limita de măsurare poate ajunge la 100 W.

Puterea absorbită se măsoară și cu aparate calorimetrice, care cedează însă locul în ultimul timp altor tipuri de aparate, din cauza complexității lor. Metoda calorimetrică rămîne însă principala posibilitate de calibrare a tuturor tipurilor de mijloace de măsurare a puterii absorbite la frecvențe înalte.

5.3. MĂSURAREA PUTERII TRANSMISE

Pentru măsurarea puterii transmise, conform definiției puterii active, este necesară multiplicarea tensiunii și a curentului, urmată de medierea produsului obținut. Schema generală a măsurării puterii transmise este reprezentată în fig. 5.7. Un convertor de tensiune și un convertor de curent furnizează semnale proporționale și în fază cu tensiunea (u_1), respectiv curentul (u_2). Acestea sînt aplicate unui multiplicator, care realizează produsul u_1u_2. Prin medierea în timp a acestui produs, cu un circuit tip filtru trece-jos, se obține un semnal proporțional cu puterea activă de măsurat. Multiplicatorul și mediatorul fac parte totdeauna din wattmetrul propriu-zis, pe cînd convertoarele de intrare pot fi și separate de wattmetru.

Elementul de primă importanță al acestui ansamblu, care determină aproape în întregime proprietățile sale, este multiplicatorul. Se folosesc două categorii mari de multiplicatoare: cu ieșire neelectrică, respectiv cu ie-

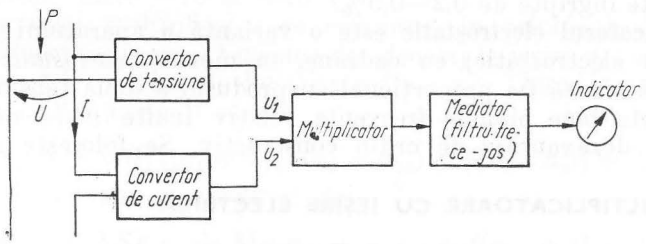


Fig. 5.7. Schema generală de măsurare a puterii transmise.

șire electrică. Multiplicatoarele cu ieșire neelectrică sînt bine-cunoscutele sisteme de măsurare electrodinamice, cu inducție și electrostatice. Acestea sînt convertoare electromecanice, a căror mărime de ieșire este un unghi de rotație. Multiplicatoarele cu ieșire electrică sînt circuite electronice neliniare, circuite cu dispozitive termoelectrice, cu generatoare Hall sau altele, a căror mărime de ieșire este de regulă o tensiune continuă.

Mediatorul din fig. 5.7 poate fi, de exemplu, un simplu filtru trece-jos rezistență-capacitate. Constanta lui de timp trebuie să fie suficient de

mare în comparație cu perioada mărimilor alternative de intrare. În cazul multiplicatoarelor cu ieșire neelectrică, rolul mediatorului îl joacă inerția mecanică a părții mobile a aparatului.

5.3.1. MULTIPLICATOARE CU IEȘIRE NEELECTRICĂ

Multiplicatorul electrodinamic este compus, în principal, dintr-o bobină fixă (de obicei secționată) și o bobină mobilă, parcurse de curenții i_1 și i_2. Forța electrodinamică dintre bobine creează un cuplu activ proporțional cu produsul valorilor instantanee $i_1 i_2$. Datorită inerției mecanice a părții mobile a aparatului, deplasarea acesteia este proporțională cu media în timp a produsului $i_1 i_2$.

Multiplicatorul electrodinamic poate fi folosit la frecvențe pînă la cîteva sute de herți. Precizia lui este de obicei între 0,5% și 1,5%, dar poate ajunge la 0,1%. Prezintă toate dezavantajele proprii aparatelor cu părți mobile. Este utilizat în marea majoritate a wattmetrelor de precizie medie și joasă, pentru frecvența de 50 Hz.

Multiplicatorul cu inducție folosește principiul motorului asincron bifazat, cu rotorul în scurtcircuit; la turații joase, cuplul activ este proporțional cu produsul curenților din cele două înfășurări și valoarea sa medie este maximă cînd defazajul dintre curenți este de $\pi/2$. Din această cauză, pentru a măsura putere activă, unul din cele două convertoare (cel de tensiune sau cel de curent) trebuie să introducă un defazaj compensator de $-\pi/2$. Multiplicatorul cu inducție și-a găsit aplicare numai în contorul de inducție, cu funcționare satisfăcătoare la o singură frecvență. Avantajul său principal constă în simplitatea realizării constructive a operației de integrare, prin rotirea continuă a unui disc metalic masiv, jucînd rolul rotorului în scurtcircuit. Precizia multiplicatorului cu inducție este în mod obișnuit de 2%, iar în execuții foarte îngrijite de 0,2—0,5%.

Multiplicatorul electrostatic este o variantă a aparatului electrostatic (electrometru electrostatic) cu cadrane, în montaj *heterostatic* în așa fel, încît cuplul activ să fie proporțional cu produsul a două tensiuni. El funcționează foarte bine pînă la frecvențe relativ înalte (sute de kiloherți), dar prezintă dezavantaje de ordin constructiv. Se folosește rar.

5.3.2. MULTIPLICATOARE CU IEȘIRE ELECTRICĂ

Multiplicatoarele cu ieșire electrică sînt convertoare operaționale cu două intrări și o ieșire, a căror mărime de ieșire este proporțională cu produsul mărimilor de intrare (fig. 5.8). În ultimii ani, aceste multiplicatoare au fost îmbunătățite, ajungînd la precizie de 0,1%, o bună stabilitate cu temperatura și în timp, funcționare pînă la frecvențe relativ înalte. Utilizarea lor pentru măsurarea puterii este tot mai largă.

Majoritatea multiplicatoarelor cu ieșire electrică au tensiuni ca mărimi de intrare și de ieșire (fig. 5.8). Relația dintre acestea poate fi scrisă astfel:

$$v = Ku_1u_2 = \frac{u_1u_2}{U_r}, \tag{5.10}$$

unde u_1, u_2 sînt tensiunile de intrare, v este tensiunea de ieşire, iar $K = 1/U_r$ este o constantă a multiplicatorului, avînd dimensiunea inversei unei tensiuni. În locul lui K, parametrul $U_r = 1/K$ poate fi considerat ca o tensiune internă de referinţă, constantă.

La multe tipuri de multiplicatoare $U_r = 10$ V, iar semnalele de intrare au plaja de variaţie $u_1 = 0-10$ V şi $u_2 = 0-10$ V. În acest fel, semnalul de ieşire variază şi el între aceleaşi limite: $v = 0-10$ V.

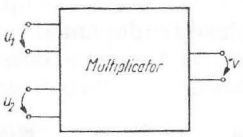


Fig. 5.8. Multiplicator avînd tensiuni ca mărimi de intrare şi de ieşire.

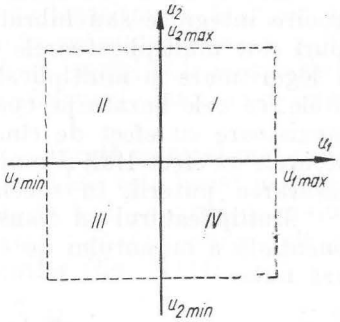


Fig. 5.9. Domeniile de funcţionare a unui multiplicator.

Multiplicatoarele pot funcţiona în unul, două sau patru cadrane, după cum acceptă semnale de intrare numai pozitive, de ambele polarităţi la o intrare sau de ambele polarităţi la ambele intrări (fig. 5.9.) Pentru măsurarea puterii în c.a. sînt necesare multiplicatoare cu funcţionare în patru cadrane. La acestea, atît semnalele de intrare cît şi semnalul de ieşire pot varia, de obicei, între -10 şi $+10$ V.

Eroarea unui multiplicator se compune, în principal, din: tensiuni de decalaj la intrare u_{10}, u_{20}; tensiune de decalaj la ieşire v_0; eroare de proporţionalitate ΔK; eroare de liniaritate $f(u_1, u_2)$. Ţinînd seama de aceste erori, relaţia (5.10) poate fi scrisă

$$v = (K + \Delta K)[(u_1 + u_{10})(u_2 + u_{20}) + f(u_1, u_2)] + v_0, \qquad (5.11)$$

sau, neglijînd termenii de ordinul doi

$$v = Ku_1u_2 + \Delta Ku_1u_2 + K[u_1u_{20} + u_2u_{10} + f(u_1, u_2)] + v_0. \qquad (5.12)$$

În această expresie, termenii începînd cu al doilea reprezintă erori ale multiplicatorului. Termenul $\Delta Ku_1u_2 = v\Delta K/K$ (eroarea de proporţionalitate) este proporţional cu semnalul de ieşire v. Termenii Ku_1u_{20} şi Ku_2u_{10} sînt *erori încrucişate*, datorite decalajelor de intrare, care pot fi puse în evidenţă aplicînd $u_2 = 0$, $u_1 = u_{1max}$ şi respectiv $u_1 = 0$, $u_2 = u_{2max}$. Termenul $Kf(u_1, u_2)$ este eroarea de neliniaritate, care poate depinde într-un mod complicat de u_1 şi u_2. În sfîrşit, termenul v_0 (decalajul de ieşire) este eroarea de zero propriu-zisă, constantă.

Dintre aceste erori, cea mai supărătoare este eroarea de neliniaritate, care depinde de proprietăţile interne ale circuitului. Toate celelalte erori

pot fi reduse la zero prin reglaje corespunzătoare: reglajul coeficientului K, reglaje de zero la fiecare intrare și reglajul de zero la ieșire.

Performanțe tipice ale unui multiplicator de precizie * sînt următoarele: precizie globală 0,2%; eroare de proporționalitate 0,1%; variația cu temperatura a lui K : 0,02%/°C; erori încrucișate 2 mV în condițiile $u_1 = 10$ V, $u_2 = 0$; eroare de neliniaritate 0,04%; decalaj la ieșire 5 mV; variația cu temperatura a decalajului la ieșire 0,2 mV/°C.

Cîteva tipuri de multiplicatoare cu ieșire electrică sînt fabricate ca circuite integrate sau hibride, de mai multe firme **. Cele mai răspîndite tipuri sînt multiplicatoarele cu transconductanță variabilă, multiplicatoarele cu logaritmare și multiplicatoarele cu modulație de amplitudine și durată. Altele, ca cele bazate pe cuadratoare cu diode, modulator cu diode în inel, tranzistoare cu efect de cîmp, sînt mai puțin folosite. În sfîrșit, multiplicatoarele cu efect Hall și multiplicatoarele termoelectrice sînt utilizate pentru măsurarea puterii, în special în audiofrecvență.

Multiplicatorul cu transconductanță variabilă folosește dependența exponențială a curentului de colector al unui tranzistor, la tensiune colector-bază nulă:

$$I_C = \alpha_N I_{ES}\left(e^{\frac{qU_{BE}}{kT}} - 1\right) \qquad (5.13)$$

cu condiția $I_C/I_{ES} \gg 1$, unde α_N este o constantă apropiată de 1; I_{ES} — curentul de saturație al emitorului; q — sarcina electronului; U_{BE} — tensiunea bază-emitor; k — constanta lui Boltzmann; T — temperatura absolută. Din (5.13) rezultă

$$\frac{dI_C}{dU_{BE}} = \frac{q}{kT} I_C \text{ și } \Delta I_C = \frac{q}{kT} I_C \cdot \Delta U_{BE}, \qquad (5.14)$$

deci, pentru variații suficient de mici, ΔI_C este proporțional cu produsul dintre curentul de colector I_C și variația tensiunii bază-emitor ΔU_{BE}. Variind pe I_C se obține o *modulare* a transconductanței tranzistorului, de unde provine denumirea multiplicatorului.

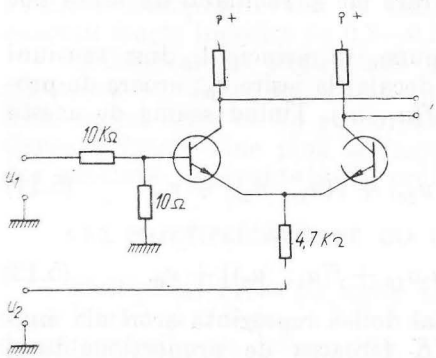


Fig. 5.10. Multiplicator cu transconductanță variabilă.

Schema de bază a multiplicatorului în două cadrane este cea din fig. 5.10. Sub această formă, ea are inconveniente mari: neliniaritate pronunțată, dependență de temperatură etc. Printr-o schemă de compensare simplă, cu două diode, performanțele circuitului pot fi îmbunătățite [3]. Funcționarea poate fi extinsă la patru cadrane, prin dublarea circuitului.

Avantajele multiplicatorului cu transconductanță variabilă sînt simplitatea, costul redus și banda de frecvență largă. Funcționarea multipli-

* Tip 427 K, cu modulație în amplitudine și durată, fabricat de *Analog Devices*, S.U.A.

** În principal, de *Analog Devices* și *Burr-Brown*, S.U.A.

catorului este posibilă pînă la 100 MHz. Precizia globală este de obicei de 1%.

Multiplicatorul cu logaritmare (numit și multiplicator log-antilog) folosește relația

$$u_1 u_2 = e^{(\ln u_1 + \ln u_2)} \tag{5.15}$$

adică logaritmează semnalele de intrare, le însumează și antilogaritmează suma. Pentru aceasta se utilizează circuite de logaritmare similare celui descris la §2.8.2 (picoampermetre). Multiplicatorul cu logaritmare funcționează numai într-un singur cadran. Pentru funcționare în patru cadrane, se aplică o decalare corespunzătoare a semnalelor la cele două intrări și la ieșire. Eroarea globală este de obicei de 0,25% sau 0,5%, iar frecvența maximă de lucru de 100 Hkz.

Multiplicatorul cu modulație în amplitudine și durată este cel mai precis multiplicator analogic cunoscut în prezent. Principiul său este bazat pe faptul că *aria* unui impuls și respectiv tensiunea medie în timp a unei succesiuni de impulsuri de tensiune, de frecvență constantă, este proporțională cu produsul dintre amplitudinea și durata impulsurilor (fig. 5.11):

$$u_{med} = \frac{1}{T}\int_0^{\tau} U\,dt = \frac{\tau}{T}\,U. \tag{5.16}$$

Dacă U este proporțional cu unul din semnalele de intrare ale multiplica-

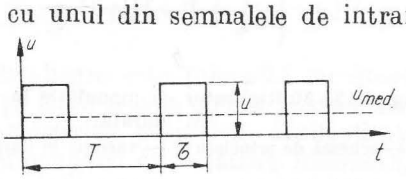


Fig. 5.11. Multiplicare prin modulație în amplitudine și durată.

torului, u_1, iar τ este proporțional cu celălalt semnal, u_2, semnalul de ieșire $v = u_{med}$ va fi proporțional cu produsul $u_1 u_2$. Modulația dublă poate fi realizată după principiul schițat în fig. 5.12. Întreruptorul I este acționat de

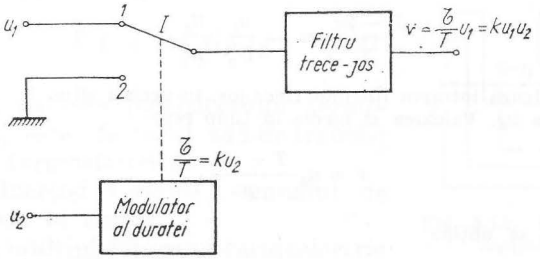
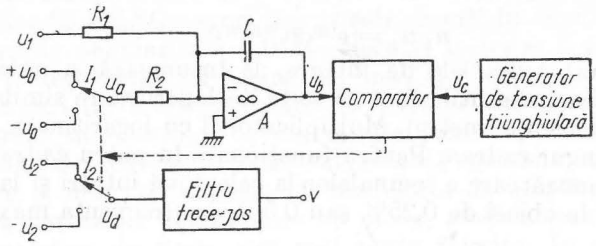


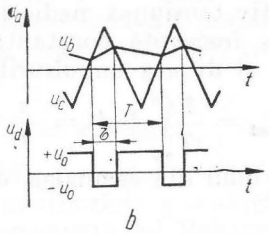
Fig. 5.12. Principiul modulației duble în amplitudine și durată.

modulatorul duratei τ, care stă închis pe poziția *1* un timp τ proporțional cu tensiunea u_2. Circuitul funcționează în acest caz ca un multiplicator în două cadrane.

Modulatorul duratei poate fi realizat în diferite moduri astfel, ca să permită funcționarea în patru cadrane. Un exemplu de asemenea circuit [4] lucrează după principiul ilustrat în fig. 5.13. Tensiunile $+U_0$ și $-U_0$ sînt tensiuni interne de referință. Pe lîngă u_2, se aplică și tensiunea de polaritate contrară $-u_2$, obținută cu ajutorul unui amplificator operațional inver-



a



b

Fig. 5.13. Multiplicator cu modulație în amplitudine și durată:
a — schemă de principiu; *b* — variația în timp a tensiunilor.

sor sau al unui transformator cu priză mediană în secundar. Amplificatorul A funcționează ca integrator sumator, cu R_1, R_2 și C. Comparatorul generează cîte un impuls de acționare a comutatoarelor I_1 și I_2 (comutatoare electronice rapide), ori de cîte ori tensiunile care i se aplică, u_b și u_c, sînt egale (fig. 5.13, *b*). Tensiunea de ieșire a integratorului variază liniar în timp, cu o pantă care este proporțională fie cu $u_1 + U_0$, fie cu $u_1 - U_0$, după cum comutatorul I_1 conectează rezistorul R_2 la $+U_0$ sau la $-U_0$. Din figură se deduce

$$\frac{T - 2\tau}{T} = -\frac{u_1}{U_0}\frac{R_2}{R_1}. \tag{5.17}$$

Comutatorul I_2 conectează intrarea filtrului trece-jos, în același ritm, la $+u_2$, respectiv $-u_2$, obținîndu-se tensiunea u_d. Valoarea ei medie în timp este

$$v = u_2\frac{T - 2\tau}{T}. \tag{5.18}$$

Din (5.17) și (5.18) se obține

$$v = -\frac{R_2}{R_1}\frac{u_1 u_2}{U_0}. \tag{5.19}$$

Precizia multiplicatorului depinde în primul rînd de R_1, R_2 și U_0. Alte surse de erori sînt neliniaritatea și nesimetria tensiunii triunghiulare u_c, întîrzierile de comutare și rezistențele reziduale ale comutatoarelor I_1 și I_2 etc. Frecvența de eșantionare $f_e = 1/T$ trebuie să fie suficient de mare față de frecvența semnalelor de intrare, pentru ca *reconstituirea* valorii medii

a produsului din produsele aproape instantanee realizate în acest fel să se facă cu erori neglijabile. Practic f_e poate fi cuprins între 5 kHz și 10 MHz, în funcție de performanțele componentelor active utilizate.

Multiplicatoarele integrate sau hibride, cu modulație de amplitudine și durată, au precizie de 0,1% sau 0,2% și bandă de frecvență pînă la 100 kHz. Pentru diferite aplicații, în special măsurarea puterii și energiei electrice la 50 Hz, s-au realizat asemenea multiplicatoare cu precizii între 0,02 și 0,05%.

Multiplicatorul cu traductor Hall folosește efectul Hall în semiconductoare: generarea unei tensiuni u_H transversale proporțională cu curentul longitudinal I_c prin semiconductor și cu inducția magnetică B, aplicată perpendicular pe direcțiile lui u_H și I_c. Dacă se asigură ca I_c să fie proporțional cu semnalul de intrare u_1 și B cu semnalul de intrare u_2, se obține multiplicarea acestora. Circuitul este simplu, dar are cîteva dezavantaje importante: efecte neliniare în traductorul Hall, dependența de temperatură a tensiunii u_H, dificultăți tehnologice de realizare a contactelor pe plăcuță, necesitatea unei bobine cu miez feromagnetic pentru generarea inducției B. Practic se obțin precizii de 1—2%, la frecvențe pînă la cîțiva kiloherți.

Multiplicatorul termoelectric este bazat pe relația

$$i_1 i_2 = \frac{1}{4}\left[(i_1 + i_2)^2 - (i_1 - i_2)^2\right] \tag{5.20}$$

prin care operația de multiplicare este înlocuită cu operații de ridicare la pătrat și însumări de curenți. Ridicarea la pătrat poate fi efectuată cu ajutorul unor elemente avînd caracteristică pătratică. Multiplicatorul termoelectric folosește în acest scop termocupluri cu încălzire indirectă, conform schemei din fig. 5.14. Presupunînd cele două termocupluri identice, puterile disipate în ele sînt

$$P_1 = R_t (i_1 + i_2)^2 \qquad \text{și} \qquad P_2 = R_t (i_1 - i_2)^2, \tag{5.21}$$

iar semnalul de ieșire v, la bornele de ieșire ale termocuplurilor conectate în serie-opoziție, este

$$v = K_t(P_1 - P_2) = 4\, K_t R_t i_1 i_2, \tag{5.22}$$

unde R_t este rezistența încălzitorului termocuplului, iar K_t este factorul său de transfer putere-tensiune termoelectrică.

Datorită inerției termice, semnalul de ieșire este mediat în timp.

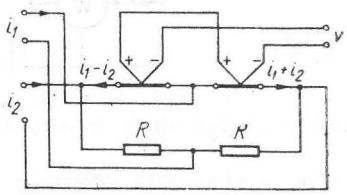


Fig. 5.14. Principiul multiplicatorului termoelectric.

Avantajul multiplicatorului termoelectric este că fiind bazat direct pe un fenomen simplu, și nu pe *calcule* cu circuite electronice, el este lipsit de unele categorii de erori, cum sînt erorile de zero. De asemenea, el funcționează pînă la frecvențe relativ înalte, limitate de reactanțele parazite ale circuitului în punte; practic se ajunge ușor la cîțiva megaherți. În schimb, există alte surse importante de erori, ca inegalitatea caracteristicilor celor

două termocupluri și abaterea lor de la forma pătratică. Acestea fac ca precizia globală realizabilă să fie, în general, între 1 și 2% sau mai slabă. În plus, termocuplurile pot fi ușor deteriorate la o suprasarcină accidentală.

5.3.3. TIPURI PRINCIPALE DE APARATE PENTRU MĂSURAREA PUTERII TRANSMISE

Măsurarea puterii (active) transmise interesează, în majoritatea aplicațiilor, numai în sisteme de alimentare cu energie electrică, la frecvența de 50 Hz și mai rar la alte frecvențe (400 Hz în instalații de bord, 8 000 Hz la instalații de tratament termic etc.).

Wattmetrul pentru circuite monofazate este un aparat cu patru borne: două borne de curent și două borne de tensiune. Principalele scheme de conectare a wattmetrelor în circuite monofazate și în circuite trifazate sînt reprezentate în fig. 5.15. Circuitul de curent și circuitul de tensiune ale unui wattmetru trebuie să fie izolate între ele; această cerință facilitează conectarea wattmetrului în diferite circuite de măsurare, precum și calibrarea lui.

Caracteristicile metrologice ale wattmetrelor prezintă cîteva particularități, fiind un aparat cu două mărimi de intrare. Intervalul său de măsurare este determinat de curentul nominal I_n și de tensiunea nominală U_n: el este de la zero la $P_{max} = U_n I_n$. Nu este permisă depășirea nici uneia din mărimile U_n și I_n în utilizare (cu excepția unor wattmetre speciale, care admit suprasarcini). Eroarea tolerată a wattmetrului este specificată în interiorul *dreptunghiului* $U = 0 \ldots U_n$ și $I = 0 \ldots I_n$, pentru orice combinație a perechii de valori U, I. În plus, eroarea trebuie să rămînă sub limita tolerată pentru orice valoare a defazajului φ dintre curent și tensiune. Practic, verificarea acestei condiții se face la $\cos \varphi = 1$, $\cos \varphi = 0{,}5$ și $\cos \varphi = 0$ (proba la $\cos \varphi = 0$, deosebit de semnificativă pentru wattmetru, evidențiază erori similare *erorilor încrucișate* ale multiplicatoarelor, descrise la § 5.3.2, însă în regim dinamic).

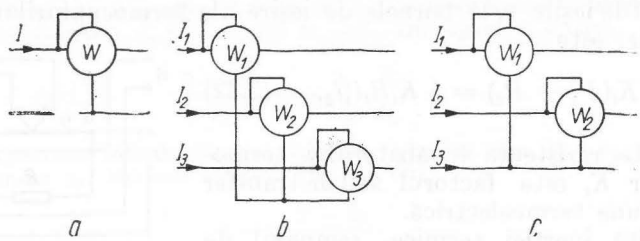


Fig. 5.15. Măsurarea puterii transmise:
a — în circuit monofazat; *b* — în circuit trifazat, cu trei wattmetre; *c* — în circuit trifazat, cu două wattmetre.

Erorile de interacțiune ale wattmetrului sînt determinate de impedanța între bornele de curent (egală cu zero, pentru un wattmetru ideal), și de impedanța între bornele de tensiune (egală cu infinit, pentru un wattmetru ideal).

Wattmetrele electrodinamice sau ferodinamice (o variantă a wattmetrelor electrodinamice, cu circuit magnetic) uzuale au clasa de precizie 1; 1,5 sau 2,5. Ele sînt destinate conectării directe într-un circuit monofazat sau trifazat; în al doilea caz, ele conțin două sau trei dispozitive de măsurare, montate pe ax comun, pentru însumarea cuplurilor active.

Wattmetrele electrodinamice de precizie au clasa de precizie 0,1; 0,2 sau 0,5, primele două servind mai ales pentru calibrări. Se construiesc numai ca wattmetre monofazate și au de obicei mai multe game de tensiuni și de curenți.

Convertoarele putere-tensiune (sau putere-curent) sînt construite folosind unul din tipurile de multiplicatoare electronice (§ 5.3.2). Clasa de precizie a lor este de obicei 0,5. Sînt destinate telemăsurării puterii, sau măsurării centralizate, avînd avantajul ușurinței prelucrării semnalului de ieșire și a înregistrării acestuia.

Wattmetrele electronice se împart în două categorii: cu multiplicare analogică și cu multiplicare digitală.

Wattmetrele electronice cu multiplicare analogică folosesc, aproape fără excepție, multiplicatorul cu modulație în amplitudine și durată (§ 5.3.2). Erorile acestui multiplicator, cu unele rafinamente ale circuitelor electronice pe care le cuprinde, pot fi reduse la 0,02—0,03% în așa fel, încît wattmetrul are o eroare globală de 0,05% sau 0,1%. Multiplicatorul este urmat de un convertor tensiune-frecvență și un frecvențmetru digital. Frecvența măsurată de acesta este astfel proporțională cu puterea activă aplicată la intrare.

Un asemenea wattmetru [6], cu două sisteme de măsurare, pentru circuite monofazate sau trifazate, are patru game de curent și patru game de tensiune. Pe canalul de curent este folosit un transformator de curent de precizie, cu compensare electronică. Eroarea de bază a wattmetrului este 0,1%, pentru $\cos \varphi = 1$, crescînd la 0,5% pentru $\cos \varphi = 0{,}1$. Aparatul este prevăzut cu ieșire digitală și cu ieșire analogică.

Wattmetrele electronice cu multiplicare digitală măsoară n valori instantanee ale curentului și ale tensiunii într-o perioadă, le supun unor conversiuni analog-digitale rapide, le multiplică digital și mediază valorile produselor astfel obținute. Operația poate fi reprezentată prin relația

$$P_x = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{n} u\left(\frac{kT}{n}\right) \cdot i\left(\frac{kT}{n}\right), \tag{5.23}$$

unde k este numărul de ordine al eșantionului de curent și de tensiune, în cursul unei perioade.

Se poate arăta că, în cazul curentului și tensiunii sinusoidale, este suficient ca $n \geqslant 3$ pentru a se obține o precizie ridicată. Dacă curentul și/sau tensiunea sînt nesinusoidale, este necesar ca $n \geqslant 2m + 1$, unde m este ordinul maxim al armonicii încă semnificative în semnalele de intrare. În practică n se ia relativ mare, în comparație cu valoarea care rezultă teoretic.

De exemplu, într-un aparat de precizie pentru măsurarea puterii active și energiei la 50 Hz [7], s-a adoptat $n = 200$, ceea ce înseamnă o frecvență de eșantionare de 10 kHz și deci un interval de timp de 100 μs pentru prelucrarea semnalelor eșantionate. Conversiunea analogi digitală, cu ieșire de $N = 9$ biți durează sub 20 μs. Eroarea de conversiune, considerată de

$\pm 0{,}5$ biți, este echivalentă cu $\pm 0{,}5/(2^N - 1) = \pm 0{,}098\%$; aceasta fiind o eroare aleatoare, datorită mediерii, efectul ei este cu mult mai mic. Pentru 200 multiplicări pe perioadă, fiecare produs avînd 18 biți, dispozitivul de calcul trebuie să aibă o capacitate de 26 biți (25 biți pentru număr și 1 bit pentru semn). Precizia globală a măsurării depinde în cea mai mare parte de precizia eșantionării, a memoriei de scurtă durată și a conversiunii analog-digitale.

O instalație de măsurare cu precizie foarte mare a puterii și energiei [8], pe un principiu similar, renunță la multiplicarea în timp real a semnalelor reprezentate digital. Cu o frecvență de eșantionare de 200 kHz, precizia obținută este mai bună decît 0,01% pînă la frecvențe de ordinul 1 kHz.

5.3.4. MĂSURAREA ENERGIEI

În principiu, oricare din aparatele de măsurat puterea activă poate fi utilizat pentru măsurarea energiei (active), dacă se integrează în timp mărimea de ieșire a aparatului. Performanțele aparatelor de măsurat puterea (wattmetre, convertoare de putere) și a aparatelor de măsurat energia (contoare) derivate din acestea sînt asemănătoare, deoarece operația de integrare adaugă erori nesemnificative. Există totuși o deosebire în ce privește specificarea erorii. La wattmetre și la convertoare de putere eroarea este specificată, ca și la alte aparate indicatoare, ca eroare raportată (la aparate analogice) sau ca o combinație de eroare relativă și eroare raportată (la aparate digitale). La contoare, eroarea este specificată totdeauna ca eroare relativă (în procente din energia măsurată), eroarea tolerată fiind funcție de curentul prin contor și de factorul de putere (la tensiune nominală). De exemplu, la contorul de clasă 1, eroarea (relativă) tolerată este 1% pentru curenții între 0,1 I_n și I_{max} și $\cos \varphi = 1$ și pentru 0,2 I_n ... I_{max} la $\cos \varphi = 0{,}5$ inductiv și $\cos \varphi = 0{,}8$ capacitiv, și de 1,5% pentru 0,05 I_n și $\cos \varphi = 1$, precum și pentru 0,1 I_n cu $\cos \varphi = 0{,}5$ inductiv și $\cos \varphi = 0{,}8$ capacitiv, unde I_n este curentul nominal al contorului, iar I_{max} este curentul său maxim. Contorul trebuie să înceapă să funcționeze la un curent minim de $0{,}004\, I_n$. Curentul maxim I_{max} poate fi de $1{,}2\, I_n$, $2I_n$, $3I_n$ sau chiar $4I_n$. Erori suplimentare sînt admise la variația tensiunii, a frecvenței, a formei semnalului etc. Se vede de aici necesitatea de a asigura erori în limitele tolerate pentru o plajă foarte largă de curenți. Astfel, un contor de clasă 1, la $I = 0{,}1\, I_n$, $U = U_n$, $\cos \varphi = 1$ are eroarea relativă tolerată de 1%, pe cînd un wattmetru de clasă 1, în aceleași condiții, are eroarea tolerată de 10%. Această dificultate este și mai accentuată la contoarele cu suprasarcină însemnată, cum sînt cele cu $I_{max} = 2\, I_n$ sau mai mare.

Contoarele electromecanice utilizate în prezent sînt, în marea majoritate, bazate pe multiplicatorul cu inducție (§ 5.3.1). Contorul cu inducție de clasă 2 este aparatul universal folosit pentru măsurări curente, atît în circuite monofazate cît și în cele trifazate. Se mai fabrică contoare cu inducție de clase 1 și 0,5, ultimele folosite în special ca aparate etalon *.

Contoarele electronice actuale, după mai multe încercări bazate pe diferite tipuri de multiplicatoare, s-au oprit la multiplicatorul cu modulație în amplitudine și durată, care le asigură o precizie superioară tuturor contoarelor electromecanice cunoscute. În această direcție, contorul electronic s-a impus ca aparat etalon, utilizabil în calibrări de laborator sau pe teren,

* De exemplu contoarele etalon fabricate de firma *Landis-Gyr*, Elveția.

precum și ca aparat de precizie, pentru măsurarea cantităților mari de energie în punctele importante ale sistemelor electroenergetice.

S-au realizat și contoare electronice de precizie mai redusă (clasă 1 sau 2), cu intenția de a înlocui contoarele clasice cu inducție, dar ele nu sînt deocamdată competitive ca fiabilitate și cost.

Contoarele electronice de precizie * sînt de obicei trifazate, de clase de precizie 0,5; 0,2 și 0,1, prevăzute cu mai mulți curenți nominali și mai multe tensiuni nominale. Sînt realizate folosind un multiplicator cu modulație în amplitudine și durată (§ 5.3.2), urmat de un convertor tensiune-frecvență și un numărător. Convertorul tensiune-frecvență generează impulsuri, al căror număr total într-un interval de timp este proporțional cu energia transmisă în acel interval de timp. Impulsurile pot fi utilizate și pentru telemăsurarea energiei, pentru totalizarea energiilor din mai multe puncte de măsurare, înregistrarea și preclucrarea rezultatelor etc. Contoarele electronice sînt prevăzute și cu posibilitatea de comandă electrică a pornirii și a opririi, aducere la zero și uneori alte tipuri de programări. Importanța lor crescîndă este subliniată și de elaborarea unor recomandări internaționale privind caracteristicile lor metrologice [10].

5.3.5. MĂSURAREA PUTERII TRANSMISE CU AJUTORUL CUPLOARELOR DIRECȚIONALE

Se știe că pe o linie de transmisiune uniformă, cea mai generală repartiție de tensiuni și curenți poate fi reprezentată ca o suprapunere de două unde progresive: o undă directă și o undă inversă. În unele aplicații este de dorit să se măsoare puterea transmisă pe linie separat de fiecare din cele două unde. Asemenea măsurări pot fi efectuate cu ajutorul **cuploarelor direcționale**, folosite în special la frecvențe înalte.

Un exemplu de cuplor direcțional este reprezentat în fig. 5.16, montat astfel, încît să măsoare puterea undei inverse, adică a undei reflectate de sarcină (care se propagă din spre sarcină către generator). În ipoteza unei linii de transmisiune practic fără pierderi, de impedanță caracteristică Z_0, dacă puntea

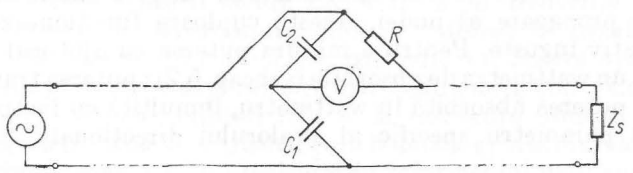


Fig. 5.16. Cuplor direcțional, pentru măsurarea puterii undei inverse (reflectate).

C_1, C_2, Z_0, R este echilibrată, adică $C_2/C_1 = Z_0/R$ și dacă linia este adaptată, adică $Z_s = Z_0$, voltmetrul V indică zero, oricare ar fi puterea transmisă pe linie. Dacă $Z_s \neq Z_0$, puntea este dezechilibrată și indicația U a voltmetrului V

* De exemplu cele fabricate de firmele *Landis-Gyr* - Elveția, *Siemens* — R.F.G. și *Schlumberger* — Franța.

este diferită de zero; se poate arăta că în acest caz pătratul tensiunii U este proporțional cu puterea undei inverse (reflectate). Inversînd între ele generatorul și sarcina, se poate măsura puterea undei directe.

Un cuplor direcțional cu amplificatoare diferențiale și elemente rezistive, funcționînd de la frecvența zero pînă la o frecvență maximă care depinde practic numai de amplificatoare [12], este reprezentat în fig. 5.17. Dacă $R_1R_3 = R_2Z_0$, unde Z_0 este impedanța caracteristică a liniei (presupusă rezistivă), tensiunea U_d la ieșirea amplificatorului A_1 este proporțională cu tensiunea undei directe, iar tensiunea U_i la ieșirea lui A_2 este proporțională cu

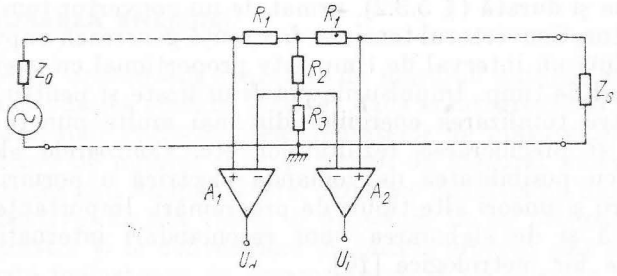


Fig. 5.17. Cuplor direcțional dublu cu amplificatoare diferențiale.

tensiunea undei inverse pe linie. Această proprietate poate fi explicată observînd că, de exemplu pentru sensul de propagare de la generator către sarcină, elementele R_1 (dreapta), R_2, R_3 și Z_s formează o punte, cu A_2 conectat în diagonala de ieșire; dacă $Z_s = Z_0$ puntea este echilibrată și $U_i = 0$, ceea ce corespunde liniei adaptate (fără reflexii). Dacă $Z_s \neq Z_0$, se obține o tensiune U_i proporțională cu tensiunea undei reflectate. În același timp, amplificatorul A_1 primește un semnal care este proporțional cu tensiunea undei directe. Similar, considerînd sensul invers de propagare, de la sarcină către generator, puntea R_1 (stînga), R_2, R_3, Z_0 (impedanța internă a generatorului) este echilibrată, deci A_1 primește semnal nul.

La frecvențe peste 100 MHz se utilizează cuploare direcționale cu parametri repartizați, folosind segmente de linii coaxiale sau ghiduri de unde. La acestea, efectul directiv se obține cu ajutorul a două cuplaje distanțate între ele astfel, ca între cele două semnale să existe o relație de fază funcție de sensul de propagare al undei. Aceste cuploare funcționează în benzi de frecvență relativ înguste. Pentru a măsura puterea cu ajutorul lor, li se atașează la ieșire un wattmetru de absorbție (subcap. 5.2); puterea transmisă pe linie este egală cu puterea absorbită în wattmetru, înmulțită cu factorul de cuplaj, care este un parametru specific al cuplorului direcțional.

5.3.6. MĂSURAREA PUTERII REACTIVE

În ipoteza variației sinusoidale a curentului și tensiunii, măsurarea puterii reactive $Q = UI \sin \varphi$ se poate face cu un aparat de măsurat puterea activă $P = UI \cos \varphi$, dacă se introduce un defazaj de $\pi/2$ fie pe canalul de curent, fie pe cel de tensiune al aparatului. În cazul aparatelor electromecanice, acest defazaj este introdus pe circuitul de tensiune prin defazare cu ajutorul unei reactanțe. La măsurarea în circuite trifazate, un procedeu mai simplu este înlocuirea tensiunii U cu o altă tensiune U' defazată la $\pi/2$;

acest procedeu poate fi aplicat la orice tip de wattmetru, convertor de putere sau contor de energie. El este afectat de erori datorite eventualei nesimetrii a tensiunilor trifazate.

Pentru măsurarea puterii reactive în regim nesinusoidal nu există aparate de măsurat de uz curent. O posibilitate de măsurare constă în separarea cu ajutorul unor filtre adecvate a armonicilor curentului și tensiunii, multiplicarea lor individuală și însumarea produselor. Un aparat bazat pe acest principiu [13] folosește filtre active cu funcționare secvențială, convertoare analog-digitale și un bloc de calcul digital serie-paralel pentru multiplicare și însumare, realizînd măsurarea concomitentă a puterii active și a puterii reactive pe baza formulelor de definiție (5.6) și (5.7). Aparatul măsoară și puterea deformantă, utilizînd formula

$$D \approx UI(d_I + d_U), \tag{5.24}$$

valabilă dacă coeficienții de distoriune d_I și d_U, pentru curent și respectiv pentru tensiune, nu depășesc 0,2.

5.4. METODE DE MARE PRECIZIE PENTRU MĂSURAREA PUTERII

În deosebi pentru calibrarea wattmetrelor și a contoarelor de precizie ridicată sînt necesare metode de măsurare a puterii cu erori între 0,01 și 0,05% la frecvența de 50 Hz și între 0,05 și 0,5% la frecvențe mai înalte. Unele din aceste metode sînt relativ complexe, fiind elaborate special pentru calibrări.

5.4.1. MĂSURAREA PUTERII FOLOSIND COMPARATOARE ELECTRODINAMICE

Wattmetrul electrodinamic măsoară puterea atît în curent continuu cît și în curent alternativ cu o eroare c.a.—c.c. (diferență între indicațiile în c.a. și în c.c.), care poate fi făcută foarte mică la frecvențe suficient de joase. Un wattmetru de sensibilitate mărită, calibrat în prealabil în c.c., poate deci măsura puterea în c.a. cu precizie ridicată. Există aparate bazate pe acest principiu, numite comparatoare electrodinamice c.a.—c.c. de putere, care au erori c.a.—c.c. de ordinul 0,01% la frecvențe pînă la cîteva sute de herți. Calibrarea în c.c.se face trecînd prin bobinele aparatului electrodinamic un curent continuu, măsurat cu precizie prin intermediul unui șunt și al unui compensator de c.c. (sau voltmetru digital). Unul din cele mai cunoscute asemenea aparate este comparatorul electrodinamic-magnetoelectric descris la § 3.2.1.

Funcționarea comparatorului electrodinamic poate fi automatizată cu ajutorul unor amplificatoare operaționale adecvate [14]. Fie $i_1 + I_1$ și $i_2 - I_2$ curenții efectivi prin bobinele instrumentului electrodinamic, unde i_1 și i_2 sînt curenți alternativi, iar I_1 și I_2 sînt curenți continui de comparație. Cuplul mediu al instrumentului este proporțional cu $\overline{(i_1 + I_1)(i_2 - I_2)} =$

$= \overline{i_1 i_2} - \overline{I_1 I_2}$, deoarece $\overline{i_1 I_2} = \overline{i_2 I_1} = 0$. La indicația zero a comparatorului $\overline{i_1 i_2} = I_1 I_2$, deci puterea în c.a. poate fi determinată în funcție de doi curenți continui, unul constant de valoare arbitrară, iar al doilea menținut automat la valoarea de echilibru.

5.4.2. MĂSURAREA PUTERII FOLOSIND COMPARATOARE TERMOELECTRICE

Puterea în c.a. poate fi măsurată cu precizie ridicată folosind multiplicatorul termoelectric (§ 5.3.2.), dacă în prealabil acesta este calibrat în c.c., aplicîndu-i la intrare curenți continui de valori apropiate curenților alternativi din cele două termocupluri. În acest fel, principalele erori ale multiplicatorului termoelectric, datorite neidentității caracteristicilor celor două termocupluri și abaterii lor de la forma pătratică, pot fi aproape complet eliminate. Curenții prin termocupluri se ajustează succesiv, prin două operații numite *echilibrarea după tensiune* (cu curent nul) și *echilibrarea după curent* (cu tensiune nulă) [15]; aceste reglaje elimină *erorile încrucișate* ale multiplicatorului (§ 5.3.2). Calibrarea propriu-zisă în c.c., cu tensiuni măsurate precis folosind un compensator de c.c., elimină *eroarea de proporționalitate* a multiplicatorului. Ca urmare, eroarea globală la măsurarea puterii, pînă la frecvențe de cîțiva kiloherți, este practic dată numai de erorile de măsurare a unor tensiuni continue. La frecvențe mai înalte începe să se resimtă efectul reactanțelor parazite din circuit.

O modificare a acestei metode constă în a egaliza curenții de încălzire ai celor două termocupluri, adăugînd un curent continuu $2I$ diferenței $i_1 - I_2$:

$$(i_1 + i_2)^2 = (i_1 - i_2 + 2I)^2, \tag{5.25}$$

de unde rezultă relația dintre valorile medii

$$I^2 = \overline{i_1 i_2}. \tag{5.26}$$

Puterea în c.a. se măsoară prin comparație cu curentul continuu I. O instalație cu menținerea automată a curentului I la valoarea care asigură încălzire egală [16] a pus în evidență posibilitatea micșorării erorilor metodei sub 10 ppm la frecvența de 50 Hz.

Variante ale acestei metode, a cărei esență este încălzirea cu putere constantă a termocuplurilor, propun un curent de comparație în impulsuri, în locul curentului continuu I, frecvența impulsurilor fiind proporțională cu puterea [17], sau încălzirea succesivă, în perioade de timp egale, în c.a. și în c.c., într-un circuit de *multiplexare (cu diviziune în timp)*, puterea de măsurat fiind în acest caz proporțională cu raportul a două intervale de timp [18]. Toate aceste procedee evidențiază posibilități largi de măsurare cu precizie a puterii, combinînd termocuplul, care răspunde cu precizie la valoarea efectivă a curentului, cu circuite electronice adecvate de acționare și prelucrare.

5.4.3. MĂSURAREA PUTERII PRIN MĂSURĂRI DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

Metoda este cunoscută de mult timp, ca *metoda celor trei voltmetre*, reluată mai recent în legătură cu o aparatură analogică de precizie ridicată [19]. Principiul rezultă din schema reprezentată în fig. 5.18; puterea activă consumată în impedanța Z este

$$P = \frac{U^2 - U_Z^2 - U_R^2}{2R}, \qquad (5.27)$$

adică poate fi exprimată în funcție de trei tensiuni și o rezistență.

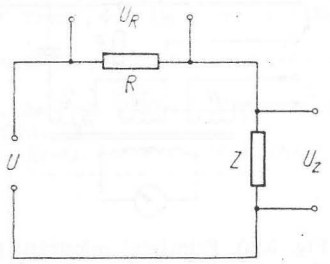


Fig. 5.18. Metoda celor trei voltmetre pentru măsurarea puterii.

O schemă pentru calibrarea unui wattmetru, în conexiune cu circuite separate, este reprezentată în fig. 5.19. Tensiunile la ieșirile celor două amplificatoare inversoare sînt $U_1 = KU$, respectiv $U_2 = RI$, iar la ieșirea amplificatorului sumator $U_3 = (U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos\varphi)^{\frac{1}{2}}$.

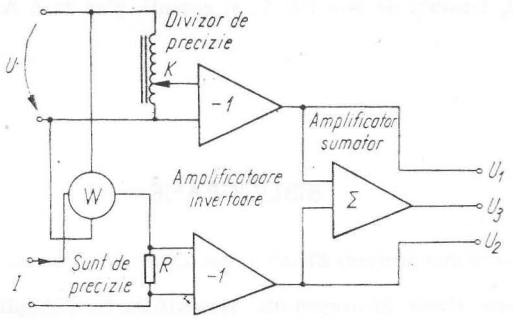


Fig. 5.19. Schemă pentru calibrarea unui wattmetru prin metoda celor trei voltmetre.

Întrucît $P = UI \cos\varphi$, rezultă

$$P = \frac{U_3^2 - U_1^2 - U_2^2}{2KR}. \qquad (5.28)$$

Metoda este capabilă de precizii foarte ridicate, de ordinul 10 ppm, cu condiția ca sursele de alimentare să aibă distorsiuni foarte mici.

5.4.4. MĂSURAREA PUTERII PRIN MĂSURĂRI DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ ȘI IMPEDANȚĂ

Metoda este bazată pe următoarea idee: tensiunea U este măsurată cu un comparator c.a.—c.c. de precizie, iar produsul $I \cos\varphi$ cu ajutorul unui compensator de c.a. cu comparator inductiv de curent (§ 3.4.4), în raport cu aceeași tensiune U. Schema de principiu este reprezentată în fig. 5.20. Curentul I, aplicat înfășurării N, este echilibrat de curentul în fază prin R

și înfășurarea N_R și curentul în cuadratură prin C și înfășurarea N_C. Se obține

$$NI = N_R \frac{U}{R} \pm jN_C \omega CU, \tag{5.29}$$

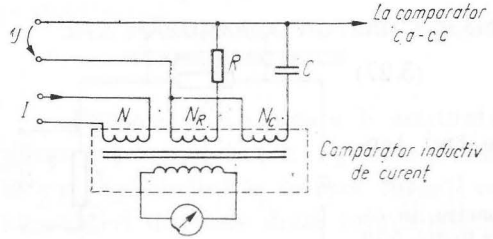


Fig. 5.20. Principiul măsurării puterii în funcție de tensiunea alternativă U, rezistența R și capacitatea C.

de unde rezultă puterea activă și puterea reactivă

$$P = \frac{N_R}{N} \frac{U^2}{R}; \; Q = \frac{N_C}{N} \omega CU^2. \tag{5.30}$$

Raportul N_R/N este ales mult supraunitar, pentru ca puterea disipată în rezistorul R să nu fie excesivă.

Două instalații realizate după acest principiu [20, 21] servesc ca etalon de pu-

6. MĂSURAREA MĂRIMILOR ELECTROMAGNETICE DE CÎMP

Majoritatea metodelor de măsurare a mărimilor electromagnetice de cîmp sînt bazate pe o conversiune din mărime de cîmp în mărime de circuit. Mai rar, mărimea de ieșire a convertorului este o frecvență, sau o mărime mecanică.

În mod obișnuit, se măsoară intensitatea cîmpului electric continuu sau alternativ de frecvență industrială, intensitatea cîmpului magnetic continuu (mai rar, cel alternativ) și intensitatea cîmpului radioelectric, la frecvențe între 10 kHz și 10 GHz.

Măsurarea ideală a unei mărimi de cîmp trebuie să îndeplinească două condiții: să fie practic *punctuală*, adică să redea valoarea mărimii de cîmp într-o regiune restrînsă din spațiu și să fie *neperturbatoare*, adică să redea valoarea mărimii de cîmp înainte de introducerea traductorului în regiunea explorată (și nu valoarea *perturbată* prin prezența traductorului). În practică, traductoarele îndeplinesc numai în parte aceste condiții, fapt care trebuie avut în vedere la evaluarea erorilor de măsurare.

6.1. MĂSURAREA INTENSITĂȚII CÎMPULUI ELECTRIC

Măsurarea intensității cîmpului electric continuu (electrostatic) interesează în special în legătură cu problemele generării de cîmpuri electrostatice intense [1] (generatoare electrostatice, electricitate statică perturbatoare în industria materialelor plastice, hîrtiei și țesăturilor etc.). O altă aplicație este aceea a determinării electricității atmosferice (componenta verticală a intensității cîmpului electric), pentru previziuni meteorologice [2].

Măsurarea intensității cîmpului electric alternativ este întîlnită relativ rar. Ea prezintă interes, de exemplu, pentru evaluarea efectelor cîmpului electric de 50 Hz în vecinătatea liniilor și echipamentelor de înaltă tensiune [3,4].

6.1.1. MĂSURAREA INTENSITĂȚII CÎMPULUI ELECTROSTATIC

Pentru a măsura intensitatea cîmpului electrostatic, procedeul obișnuit folosește conversiunea în sarcină electrică, cu ajutorul unui condensator (traductor capacitiv). Principiul este ilustrat în fig. 6.1. Dacă E este componenta normală a intensității cîmpului electric, densitatea de sarcină pe suprafața electrodului de măsurare este

$$\rho = \varepsilon_0 E, \qquad (6.1)$$

iar sarcina totală pe electrod este

$$q = \varepsilon_0 S E\ , \qquad (6.2)$$

unde S este aria efectivă a electrodului, iar ε_0 este permitivitatea mediului de măsurare, presupus nepolarizabil (aer). Sarcina q acumulată poate fi măsurată cu un coulombmetru electronic (§ 2.8.2).

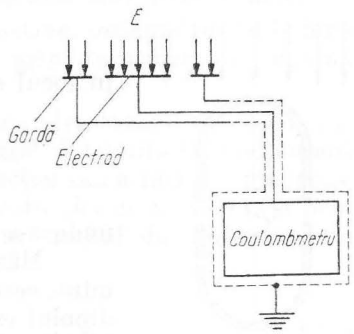


Fig. 6.1. Pentru ilustrarea principiului măsurării intensității cîmpului electrostatic.

Pentru măsurarea intensității cîmpului electrostatic în vecinătatea unor suprafețe încărcate cu sarcină, se folosesc traductoare sub forma unor capete de măsurare ca cel din fig. 6.2 *. Dacă un asemenea traductor este menținut la o distanță determinată de suprafața încărcată se poate deduce și densitatea superficială de sarcină. Electrodul de măsurare este o placă metalică fixată pe un izolator de teflon și înconjurată de un ecran metalic conic. Ecranul este prevăzut cu o plăcuță de ecranare glisantă, prin a cărui introducere electrodul de măsurare este ecranat complet; aceasta ușurează reglarea zeroului ansamblului de măsurare.

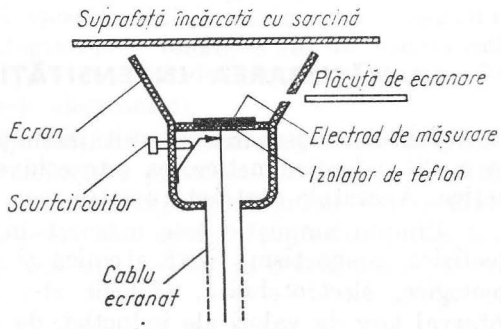


Fig. 6.2. Cap de măsurare a intensității cîmpului electrostatic în vecinătatea suprafețelor încărcate cu sarcină.

Pe lîngă erorile instrumentale, măsurarea mai este afectată de erori datorite deformării cîmpului cauzate de prezența traductorului. Aceste erori sînt în general acceptabile, dacă dimensiunile traductorului sînt de cîteva ori mai mici decît dimensiunile sistemului fizic care generează cîmpul de măsurat (de exemplu, dacă traductorul este asimilat cu o sferă de diametru d, iar sistemul generator de cîmp este asimilat cu un condensator plan cu distanța h între armături, eroarea datorită deformării cîmpului este de ordinul d^3/h^3).

Măsurarea intensității cîmpului electrostatic se face de obicei între 0,1 și 20 kV/m, cu precizie de 3—10%.

* Capete de măsurare de acest tip sînt produse de firma *Keithley*, S.U.A.

6.1.2. MĂSURAREA INTENSITĂȚII CÎMPULUI ELECTRIC ALTERNATIV

În cazul cîmpurilor electrice de frecvențe joase, metoda de măsurare este, în principiu, asemănătoare cu cea descrisă la § 6.1.1. Cîmpul electric fiind de forma

$$E = E_m \sin \omega t, \tag{6.3}$$

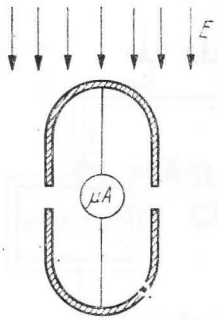


Fig. 6.3. Dipol pentru măsurarea intensității cîmpului electric alternativ.

în locul sarcinii q, poate fi însă măsurat curentul

$$i = \frac{dq}{dt} = \omega \varepsilon_0 S E_m \cos \omega t, \tag{6.4}$$

unde s-a înlocuit expresia lui q din formula (6.2).

Măsurarea se poate face și cu un dipol izolat de pămînt, ceea ce ușurează explorarea cîmpului. De obicei, dipolul este cilindric sau sferic, format din două părți identice izolate între ele, cu un microampermetru de c.a. montat în interiorul său (fig. 6.3). În acest fel, se asigură o ecranare adecvată a sistemului de măsurare. Cu asemenea traductoare se măsoară cîmpuri electrice de 50 Hz[3, 4] sau de frecvență mai înaltă, pînă la zeci de megaherți [5]. Calibrarea lor poate fi făcută prin introducere între armăturile unui condensator plan.

6.2. MĂSURAREA INTENSITĂȚII CÎMPULUI MAGNETIC

Întrucît măsurarea intensității cîmpului magnetic se face practic numai în medii neferomagnetice, ea este echivalentă cu măsurarea inducției magnetice. Aparatele destinate acestui scop se numesc **teslametre.**

Cîmpul magnetic este măsurat în domenii variate de activitate, ca geofizică, magnetism, fizică atomică și alte ramuri ale fizicii, prospecțiuni geologice, electrotehnică, biologie etc. Măsurarea se întinde asupra unui interval larg de valori ale inducției, de la 10^{-10} T pînă la 10 T. Precizia de măsurare curentă este între 0,01 și 5%.

Se cunosc o mare varietate de metode de măsurare a inducției magnetice, folosind diferite efecte ale cîmpului magnetic: acțiuni ponderomotoare, inducția electromagnetică, efecte neliniare în corpuri feromagnetice, efecte galvanomagnetice (Hall) sau magnetorezistive, efecte microscopice (rezonanță magnetică nucleară) etc. Dintre acestea, sînt răspîndite doar patru categorii de teslametre: cu bobină detectoare, cu traductor Hall, cu traductor feromagnetic și cu rezonanță magnetică nucleară.

Teslametre cu bobină detectoare. Pentru măsurarea inducției magnetice continue, aceste teslametre folosesc inducția electromagnetică prin mișcare.

Bobina detectoare execută o mișcare de rotație sau de vibrație, cu o frecvență de ordinul zecilor de herți. Tensiunea indusă în bobina detectoare este amplificată și detectată sincron (detecția sincronă contribuie substanțial la reducerea efectelor perturbatoare ale unor cîmpuri alternative).

Teslametrele cu bobină rotitoare sau vibrantă au o sensibilitate ridicată și o precizie bună. Au dezavantajul incomodității mecanice a sistemului traductor. De asemenea, dimensiunile traductorului sînt relativ mari.

Pentru măsurarea inducției magnetice alternative, teslametrul cu bobină detectoare folosește inducția electromagnetică prin transformare, bobina detectoare fiind fixă.

O variantă răspîndită de aparate cu bobină detectoare măsoară variația inducției între două valori staționare. Ele sînt denumite în mod curent **fluxmetre** și pot fi utilizate pentru măsurarea inducției sau a fluxului magnetic în două moduri: prin anularea (sau inversarea) inducției de măsurat, și prin scoaterea sau introducerea bobinei detectoare în cîmpul de măsurat. Din legea inducției electromagnetice

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \tag{6.5}$$

rezultă

$$\Phi_2 - \Phi_1 = -\int_{t_1}^{t_2} e\, dt, \tag{6.6}$$

unde Φ_1 și Φ_2 sînt valorile fluxului la momentele t_1, respectiv t_2. Pentru măsurarea variației de flux este deci necesară integrarea în timp a tensiunii induse în bobina detectoare. Ca integrator se folosește fie un instrument magnetoelectric puternic amortizat (în fluxmetrele magnetoelectrice), fie un integrator electronic (în fluxmetrele electronice).

Teslametre cu traductor Hall. Traductorul Hall este o plăcuță dreptunghiulară subțire din material semiconductor, parcursă longitudinal de un curent I_c (curent de comandă). Sub acțiunea cîmpului magnetic de măsurat, perpendicular pe plăcuță, liniile de curent sînt deviate (datorită forței Lorentz) și între contactele transversale ale plăcuței apare o tensiune

$$U_H = S_H I_c B, \tag{6.7}$$

unde B este inducția magnetică, iar S_H este sensibilitatea traductorului funcție de materialul și dimensiunile plăcuței (la traductoarele Hall uzuale S_H este de ordinul 1 V/AT).

Problemele principale pe care le ridică traductorul Hall sînt neliniaritatea dependenței $U_H(B)$ și variația cu temperatura a sensibilității S_H. Aceste efecte pot fi reduse sub limite acceptabile, prin alegerea potrivită a compoziției materialului plăcuței și a parametrilor circuitului de ieșire al traductorului.

Teslametrele cu traductor Hall se realizează în două variante: cu comandă în c.c. și cu comandă în c.a. (fig. 6.4). Limita inferioară de măsurare a teslametrelor Hall cu comandă în c.c. este de ordinul 10 mT, pe cînd a celor cu comandă în c.a. poate fi coborîtă sub 0,1 mT. Limita superioară de măsurare

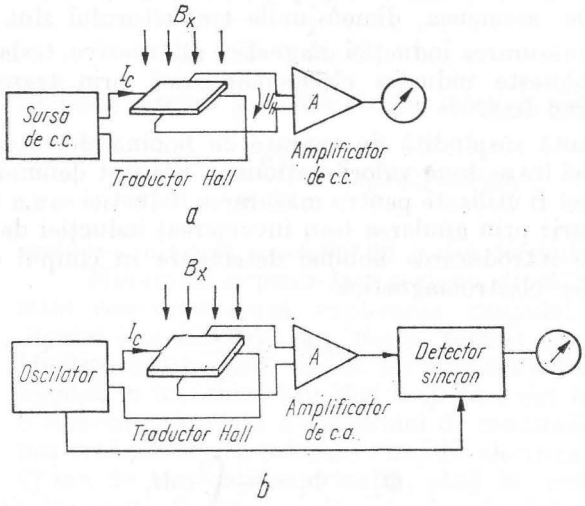


Fig. 6.4. Teslametre cu traductor Hall:
a — cu comandă în c.c.; *b* — cu comandă în c.a.

poate fi 10 T, la ambele variante. Precizia de măsurare este de 1,5—5%. Unul din avantajele importante ale teslametrelor cu sondă Hall constă în dimensiunile reduse ale traductorului (de exemplu, un paralelipiped de $4 \times 2 \times 1$ mm^3).

Teslametre cu traductor feromagnetic. Principiul traductorului feromagnetic, bazat pe comportarea materialelor feromagnetice la magnetizare mixtă, în cîmp alternativ și continuu, este similar principiului de funcționare al comparatorului de c.c. (§ 2.7.2.). Deosebirea dintre acestea constă în faptul că magnetizarea în c.c. la comparatorul de c.c. provine de la curentul de măsurat, pe cînd la traductorul feromagnetic este dată de chiar cîmpul de măsurat. Există de asemenea o deosebire constructivă, traductorul feromagnetic fiind realizat sub forma unui circuit magnetic semi-deschis sau deschis.

Traductorul conține de obicei două miezuri identice, cu înfășurările de magnetizare în c.a. conectate aditiv și înfășurările de detecție în opoziție. Sub acțiunea cîmpului magnetic de măsurat, înfășurările de detecție furnizează un semnal de armonica a doua, care este amplificat și detectat sincron (fig. 6.5).

Teslametrele cu traductor feromagnetic* sînt printre cele mai sensibile aparate folosite în prezent pentru măsurarea inducției magnetice, limita inferioară de măsurare ajungînd sub 1 nT. În schimb, limita superioară de măsurare nu depășește 1 mT (traductorul poate fi chiar deteriorat de cîmpuri mai puternice).

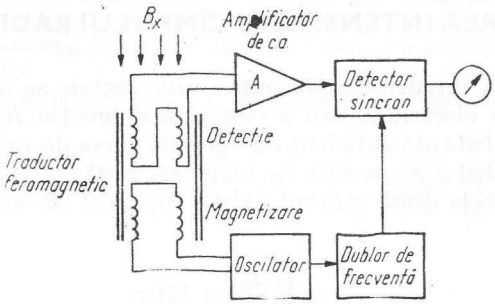


Fig. 6.5. Teslametru cu traductor feromagnetic.

Teslametre cu rezonanță magnetică nucleară. Traductorul cu rezonanță magnetică folosește proporționalitatea dintre frecvența de precesie a protonului și inducția magnetică:

$$\omega_p = \gamma B, \tag{6.8}$$

unde γ este constanta giromagnetică a protonului. Constanta γ este practic independentă de orice factor de mediu și valoarea ei este cunoscută cu o aproximație de ordinul 1 ppm. Punerea în evidență a semnalului de frecvență $f_p = \omega_p/2\pi$ se poate face prin două metode.

În cazul metodei bazate pe *inducție forțată*, frecvența f_1 a unui cîmp magnetic auxiliar B_1 este baleiată în jurul lui f_p. În momentul în care $f_1 = f_p$, se produce o absorbție de energie de la cîmpul auxiliar, evidențiată prin scăderea factorului de calitate al unui circuit electric. Metoda se folosește pentru măsurarea cîmpurilor puternice (de 0,02—2 T), frecvența de ieșire a traductorului fiind în intervalul de la 1 pînă la 100 MHz.

În cazul metodei bazate pe *inducție liberă*, se măsoară frecvența semnalului indus într-o bobină de către momentele magnetice ale protonilor în timpul precesiei. Metoda se folosește pentru măsurarea cîmpurilor slabe (1 nT — 1 mT).

Sondele aparatelor cu rezonanță magnetică nucleară au un volum de ordinul 1 cm^3. Pentru o funcționare corectă, este necesar ca în acest volum uniformitatea cîmpului să fie foarte bună, iar variația sa în timp să fie neglijabilă.

Teslametrele cu rezonanță magnetică nucleară sînt cele mai precise aparate pentru măsurarea inducției magnetice, eroarea lor de măsurare ajungînd la 10 ppm.

---

* Fabricate în mod special de firma *Dr. Förster*, R.F.G.

De remarcat că ele sînt singurele aparate, din rîndul celor examinate, care măsoară modulul vectorului inducției magnetice, deci rezultatul măsurării nu depinde de orientarea traductorului (celelalte aparate măsoară o componentă a acestui vector).

6.3. MĂSURAREA INTENSITĂȚII CÎMPULUI RADIOELECTRIC

Prin măsurarea intensității cîmpului radioelectric se înțelege măsurarea intensității cîmpului electric E sau a cîmpului magnetic H, în cazul undelor electromagnetice la distanță suficient de mare de sursa de radiație și în absența unor obiecte perturbatoare pentru ca unda să poată fi considerată plană. În acest caz, între cele două mărimi există raportul (în aer)

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \tag{6.9}$$

(numit și impedanță de undă sau impedanță caracteristică a vidului) și este suficient să fie măsurată una din ele. De obicei se măsoară și se specifică valoarea lui E (în V/m).

Metoda generală de măsurare a intensității cîmpului radioelectric constă în utilizarea unei antene standard, orientată corespunzător, la bornele căreia se obține tensiunea

$$U_a = h_{ef} E, \tag{6.10}$$

unde h_{ef} este înălțimea efectivă a antenei, determinată prin calcul sau măsurată (mărimea E care figurează în această formulă este intensitatea cîmpului *în lipsa antenei*, deci neperturbată). De obicei, h_{ef} este între 0,1 și 1 m.

La frecvențe relativ joase (de exemplu, pînă la 25 MHz), se utilizează antene-cadru sau antene monofilare cu lungime de aproximativ 1 m. Între 20 și 200 MHz sînt preferate antenele-dipol simetrice sau antenele biconice, iar peste 200 MHz antenele elicoidale conice.

În cazul cîmpurilor intense ($E > 1$ V/m) măsurarea tensiunii U_a se poate face cu ajutorul unui voltmetru de bandă largă (de exemplu cu termocuplu). În cazul cîmpurilor slabe, se utilizează voltmetre selective.

BIBLIOGRAFIE

1. **Nowac, R. J.** *Static Electricity.* În: Machine Design, sept. 1971, p. 1—7.
2. **Kilinski, E.** *Messung und Registrierung des luftelektrischen Potentialgefälles und der Vertikalstromdichte.* În: Arch. Techn. Messen V 656-4, Mai 1968, p. 101—104.

7. MĂSURAREA MĂRIMILOR ELECTROMAGNETIC DE MATERIAL

Mărimile electromagnetice de material intervin în legile de materi ale electromagnetismului (legea lui Ohm, legea polarizației electrice, leg polarizației magnetice etc.). Cele mai importante mărimi electromagneti de material sînt *rezistivitatea* (sau *conductivitatea*), *permitivitatea* și *permeabi tatea*, definite prin relațiile:

$$E = \rho J; \tag{7.}$$

$$D = \varepsilon E; \tag{7.}$$

$$B = \mu H, \tag{7.}$$

în care: J este densitatea de curent (de conducție); E — intensitatea cîmpul electric; D — inducția electrică; H — intensitatea cîmpului magnetic; B inducția magnetică.

Relațiile (7.1) — (7.3) sînt în general neliniare astfel că mărimile ρ, și μ nu sînt constante, ci depind de E, respectiv de H. În multe aplica aceste relații sînt însă aproximate prin relații liniare, în care mărimile ρ, și μ joacă rolul unor parametri constanți.

Dacă mărimile J, E, D, H, B sînt constante sau lent variabile, mărimi de material ρ, ε și μ sînt mărimi scalare (pentru materiale izotrope) sau tenso ale (pentru materiale anizotrope), constante în timp. Dacă mărimile J, E, H, B variază sinusoidal în timp, mărimile de material ρ, ε și μ pot fi repreze tate ca mărimi complexe. Se utilizează în special permitivitatea comple

$$\varepsilon' - j\varepsilon'' = e^{-j\delta} \tag{7.}$$

și permeabilitatea complexă

$$\mu' - j\mu'' = \mu e^{-j\delta}. \tag{7.}$$

În aceste expresii ρ este *unghiul de pierderi* (dielectrice, respectiv magnetic iar tg δ se numește *tangenta unghiului de pierderi*.

7.1. GENERALITĂȚI

Măsurarea mărimilor de material ρ, ε și μ se face, de cele mai multe ori, prin conversiune în mărimile de circuit corespunzătoare R (rezistență), C (capacitate) și respectiv L (inductivitate). În acest scop, un eșantion de formă adecvată din materialul supus măsurării constituie corpul rezistorului, dielectricul condensatorului sau miezul bobinei, ai căror parametri R, C și L vor fi funcții de mărimile corespondente ρ, ε și respectiv μ. Funcțiile de conversiune $R(\rho)$, $C(\varepsilon)$ și $L(\mu)$ pot fi determinate prin calcul, pe baza dimensiunilor, sau folosind eșantioane din materiale de referință, cu valori cunoscute ale parametrilor ρ, ε sau μ.

Pentru măsurarea rezistivității ρ se folosesc electrozi de contact mobili (la solide) și celule de umplere sau de imersiune, cu electrozi ficși (la lichide). Măsurarea permitivității ε se face cu ajutorul unor celule de măsurare cu electrozi plan-paraleli (la solide) sau de alte forme (la lichide). Permeabilitatea μ se măsoară în circuite magnetice închise sau deschise, utilizîndu-se înfășurări de magnetizare și de măsurare.

În general, se poate considera că obiectul supus măsurării, conform celor arătate, este format dintr-o montură adecvată, în care este plasat eșantionul de material. Impedorul astfel obținut este caracterizat prin impedanța utilă Z_m, determinată în principal de proprietățile eșantionului de material, și prin impedanța serie Z_s și impedanța paralel Z_p, introduse de montură și care nu depind (sau depind relativ puțin) de proprietățile eșantionului (fig. 7.1). Impedanțele Z_i și Z_p au caracterul de impedanțe parazite, al căror efect poate fi neglijat numai dacă $Z_s \ll Z_m$ și $Z_p \gg Z_m$. În caz contrar, mărimile Z_s și Z_p trebuie cunoscute cu suficientă precizie. De obicei, condiția $Z_s \ll Z_m$ este mai ușor de îndeplinit la măsurarea lui ε, iar condiția $Z_p \gg Z_m$ la măsurarea lui ρ și a lui μ.

Diferite alte metode de măsurare, mai puțin precise, se utilizează pentru determinări directe pe materiale brute (și nu eșantioane prelevate), în monturi cu constante repartizate (linii de transmisiune sau ghiduri de unde, la frecvențe înalte) etc.

Eroarea de măsurare a mărimilor de material se compune, în principal, din următoarele categorii de erori: erori datorite eșantionului de material, erori ale monturii de măsurare și erori de măsurare a mărimii de ieșire R, C sau L. Erorile din prima categorie provin mai ales din abaterea formei eșantionului de la cea ideală și din imprecizia cunoașterii dimensiunilor sale; pentru evitarea acestor erori sînt avantajoase metodele de măsurare în care rezultatele sînt afectate de o singură dimensiune a eșantionului (de exemplu, grosimea unei plăci). Erorile monturii de măsurare sînt de fapt erori ale funcțiilor de conversiune $R(\rho)$, $C(\varepsilon)$, $L(\mu)$ și sînt datorite în principal impedanțelor parazite ale sistemului. Erorile de măsurare a parametrilor R, C și L sînt de regulă neglijabile față de celelalte erori.

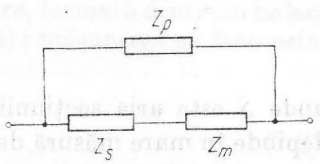


Fig. 7.1. Schema echivalentă a unei monturi pentru măsurarea mărimilor de material.

Pe lîngă precizia de măsurare, în unele aplicații prezintă interes și sensibilitatea de măsurare a mărimilor de material, care poate fi caracterizată prin cantitatea minimă de material necesară pentru efectuarea măsurării.

7.2. MĂSURAREA REZISTIVITĂȚII

Deși rezistivitatea ρ și conductivitatea $\sigma = 1/\rho$ sînt mărimi echivalente, prin tradiție conductibilitatea solidelor este caracterizată prin mărimea ρ și cea a lichidelor prin mărimea σ. Măsurarea lui ρ la solide este cunoscută ca **rezistivimetrie**, iar măsurarea lui σ la lichide sub denumirea de **conductometrie**.

Rezistivimetria prezintă interes pentru determinarea purității sau a altor caracteristici ale metalelor, compoziției aliajelor, caracterizarea și controlul materialelor semiconductoare, încercarea materialelor izolante etc.

Conductometria s-a răspîndit mai ales în legătură cu determinarea concentrației soluțiilor, controlul purității unor lichide etc.

În toate cazurile obișnuite, cu excepția materialelor dielectrice, rezistivitatea este independentă de frecvență, pînă la frecvențe relativ înalte, de ordinul 10 MHz sau mai mult. De aceea, rezistivimetria și conductometria pot fi executate atît în c.c. cît și în c.a., la frecvențe care se aleg din diferite considerente, legate de materialul supus măsurării sau de aparatura utilizată.

7.2.1. MĂSURAREA REZISTIVITĂȚII SOLIDELOR

Pentru a măsura rezistivitatea unui material în stare solidă, se confecționează din acesta un rezistor de formă geometrică regulată și se măsoară rezistența sa.

În cazul materialelor de rezistivitate mică sau medie (materiale conductoare sau semiconductoare), se alege pentru rezistorul-epruvetă modelul de bară infinit lungă sau de semispațiu infinit, ambele în conexiune cuadripolară.

Rezistivitatea unei bare (cilindru de secțiune circulară sau de altă formă) se determină măsurînd rezistența ei între două puncte A și B (fig. 7.2):

$$\rho = \frac{U_{AB}}{I}\frac{S}{l}, \tag{7.6}$$

unde S este aria secțiunii barei, iar l este distanța AB. Precizia metodei depinde în mare măsură de uniformitatea secțiunii în lungul barei și de precizia măsurării lui S și l.

Rezistivitatea unei epruvete care are o suprafață plană se determină cu ajutorul a patru electrozi practic punctiformi, așezați pe suprafața plană. Prin doi dintre acești electrozi se injectează un curent în epruvetă, iar între ceilalți doi electrozi se măsoară tensiunea care ia naștere (cu un voltmetru de rezistență suficient de mare). În funcție de configurația electrozilor, se poate

determina prin calcul rezistivitatea epruvetei. De exemplu, dacă electrozii sînt coliniari și echidistanți (fig. 7.3), rezistivitatea este dată de

$$\rho = \frac{2\pi a U_{BC}}{I}, \tag{7.7}$$

unde a este distanța dintre doi electrozi vecini, U_{BC} este tensiunea dintre electrozii centrali, iar I este curentul injectat prin electrozii extremi. Metoda

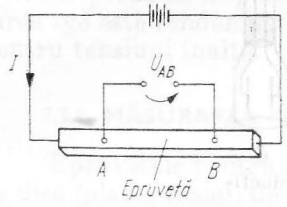


Fig. 7.2. Determinarea rezistivității pe o epruvetă în formă de bară.

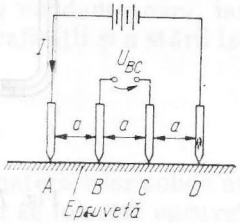


Fig. 7.3. Determinarea rezistivității pe o epruvetă în formă de semispațiu.

este utilizată în special pentru determinarea rezistivității materialelor semiconductoare. Grosimea epruvetei (presupusă infinită) trebuie să fie practic de cel puțin 2—3 ori mai mare decît distanța dintre electrozi.

Pentru măsurarea rezistivității se folosesc și metode de c.a. *fără contact*, de exemplu pe baza variației impedanței unei bobine detectoare, apropiată de suprafața epruvetei. Aceste metode au în general o precizie mai redusă.

Măsurarea rezistivității materialelor dielectrice se face pe epruvete în formă de disc, în conexiune tripolară, realizată cu ajutorul unui inel de gardă.

7.2.2. MĂSURAREA CONDUCTIVITĂȚII LICHIDELOR

Spre deosebire de solide, la care electrozii trebuie aplicați la suprafață, în cazul lichidelor electrozii pentru măsurarea conductivității pot fi introduși complet în lichid, ceea ce simplifică întregul proces de măsurare. Traductorul are în mod obișnuit denumirea de **celulă de măsurare**, formată dintr-un balon de sticlă, doi electrozi metalici și conexiuni (fig. 7.4); măsurarea se face prin umplere cu lichid sau prin imersiune în lichid.

Conductivitatea este dată de

$$\sigma = K\,G, \tag{7.8}$$

unde G este conductanța măsurată la bornele celulei, iar K este constanta celulei (dată, de obicei, în cm^{-1}). Constanta K se determină cu ajutorul unor soluții de referință, a căror conductivitate este cunoscută cu precizie. Se presupune că, în toate măsurările, rezistența electrozilor este neglijabilă în comparație cu rezistența lichidului.

Trecerea curentului prin lichid provoacă reacții chimice, care pot produce modificări ale soluției și pot da naștere la tensiuni de polarizare în vecinătatea

electrozilor. Deși există procedee de înlăturare a polarizării și în c.c., în practica curentă măsurarea conductivității lichidelor se face numai în c.a. Tot în scopul reducerii efectelor de polarizare, electrozii sînt acoperiți cu platină poroasă depusă electrolitic, care acționează ca un catalizator. Frecvența de

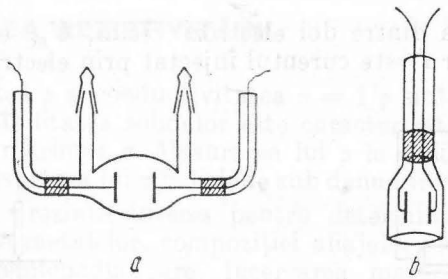


Fig. 7.4. Celule de măsurare a conductivității lichidelor:
a — cu umplere (prin două tuburi verticale); *b* — cu imersiune.

măsurare se alege astfel, ca impedanța celulei să fie practic pur rezistivă, ținînd seama că în schema echivalentă a ei intervin atît capacități paralel (lichidul, conexiunile etc.) cît și capacități serie (la suprafața electrozilor). Frecvențele optime sînt de ordinul 0,1—1 kHz pentru conductivități mici (sub 0,1 S/m) și de 1—10 kHz pentru conductivități mai mari.

Pentru măsurarea conductanței în c.a. a celulei se utilizează aparate cu conversiune în tensiune (subcap. 4.3), numite și *conductometre*, sau punți de c.a. (§ 4.4.3), numite *punți de conductanță*.

7.3. MĂSURAREA PERMITIVITĂȚII ȘI A PIERDERILOR DIELECTRICE

Permitivitatea unui material se măsoară, în general, umplînd total sau parțial spațiul dintre doi electrozi cu un eșantion din material și determinînd influența acestuia asupra capacității dintre electrozi. La frecvențe înalte, eșantionul este introdus într-o linie coaxială sau într-un ghid de unde, observîndu-se efectul său asupra vitezei de propagare sau factorului de reflexie.

Valoarea permitivității materialelor depinde de frecvență. La cele mai multe materiale, componenta reală a permitivității ε' variază relativ puțin cu frecvența, pînă la frecvențe foarte înalte. De aceea, frecvența la care se măsoară ε' poate fi aleasă din considerente de comoditate a măsurării (de exemplu, la lichide de conductivitate mare, se alege o frecvență suficient de înaltă pentru ca susceptanța ωC să fie cel puțin comparabilă cu conductanța G, sau mai mare decît aceasta). În schimb, componenta imaginară a permitivității ε'' și tangenta unghiului de pierderi $\operatorname{tg} \rho = \varepsilon''/\varepsilon'$ variază mult cu frecvența. În consecință, tg δ trebuie măsurată la o frecvență specificată (de regulă frecvența de utilizare a materialului).

Alura variației cu frecvența a mărimilor ε' și ε'', într-un interval larg de frecvențe, furnizează informații importante asupra structurii fizico-chimice a materialului, ceea ce a creat un interes deosebit pentru asemenea măsurări, de la frecvențe foarte joase (0,001—0,01 Hz) pînă la frecvențe foarte înalte (10 GHz). Măsurarea permitivității se folosește și pentru determinarea purității sau a compoziției unor substanțe, pentru măsurarea concentrației etc. (metoda se mai numește permitivimetrie). Precizia care se cere la aceste măsurări este uneori foarte ridicată (0,1—1%). În sfîrșit, în electrotehnică măsurarea permitivității prezintă importanță la dielectricii pentru condensatoare, iar măsurarea $\mathrm{tg}\delta$ este fundamentală pentru caracterizarea calității și a stării izolațiilor pentru tensiuni înalte.

7.3.1. MĂSURAREA PERMITIVITĂȚII SOLIDELOR

Epruvetele pentru măsurarea permitivității materialelor solide au formă de disc (placă, foaie), de grosime uniformă; mai rar se folosesc epruvete cilindrice. La frecvențe joase măsurarea se face în conexiune tripolară, folosindu-se electrozi prevăzuți cu inel de gardă, iar la frecvențe înalte în conexiune dipolară (fig. 7.5). În cazul măsurării tripolare, aria efectivă a epruvetei este delimitată de interstițiul dintre electrodul protejat și inelul de gardă (mai precis, de linia mediană a acestui interstițiu). La măsurarea dipolară, cu variantele din fig. 7.5, *b* și *c* (epruvetă egală, respectiv mai mare decît electrozii), aria efectivă este mai puțin precis delimitată, fiind uneori necesară luarea în considerare a efectelor de margine și introducerea de corecții [6].

Măsurarea se face de obicei în două etape, cu epruveta introdusă și respectiv scoasă dintre electrozi. Permitivitatea relativă ε_r a epruvetei poate fi reprezentată ca o funcție

$$\varepsilon_r = f(C,\ C_0,\ d,\ d_0,\ \Delta), \tag{7.9}$$

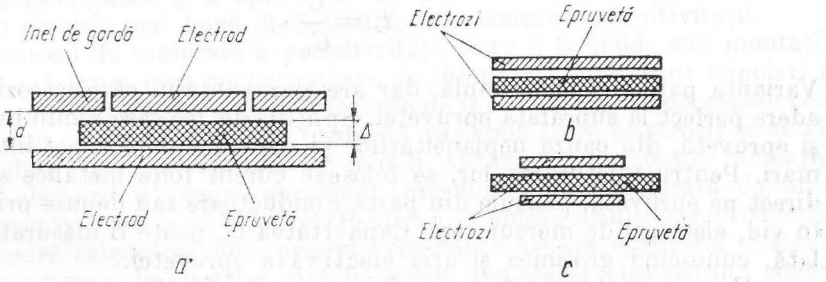


Fig. 7.5. Electrozi pentru măsurarea permitivității solidelor:
a — în conexiune tripolară; *b*, *c* — în conexiune dipolară.

unde: C este capacitatea dintre electrozi, cu epruveta introdusă; C_0 — capacitatea dintre electrozi, cu epruveta scoasă; d — distanța dintre electrozi, cu epruveta introdusă; d_0 — distanța dintre electrozi, cu epruveta scoasă; Δ — grosimea epruvetei.

Pentru o configurație ideală a cîmpului electric între electrozi (aproximată cel mai bine de sistemul tripolar, cu inel de gardă), rezultă

$$\varepsilon_r = \frac{1}{1 + \frac{d_0}{\Delta}\frac{C_0}{C} - \frac{d}{\Delta}}. \tag{7.10}$$

Sînt posibile trei variante principale ale metodei.

a. Varianta $C_0 = C$: la măsurarea fără epruvetă se micșorează distanța dintre electrozi pentru a se obține aceeași capacitate a sistemului; formula (7.10) devine

$$\varepsilon_r = \frac{1}{1 - \frac{d - d_0}{\Delta}}. \tag{7.11}$$

Permitivitatea se exprimă în funcție de deplasarea $d - d_0$ a unuia din electrozi (măsurabilă, de exemplu, cu un sistem micrometric) și de grosimea epruvetei Δ, fără a fi necesară măsurarea propriu-zisă a capacității.

b. Varianta $d_0 = d$: distanța dintre electrozi se păstrează constantă și se măsoară capacitatea cu și fără epruvetă:

$$\varepsilon_r = \frac{1}{1 - \frac{d}{\Delta}\left(1 - \frac{C_0}{C}\right)}. \tag{7.12}$$

În acest caz, permitivitatea se exprimă în funcție de rapoartele d/Δ și C_0/C. Varianta are avantajul că se poate lucra cu un sistem de electrozi imobili.

c. Varianta $d_0 = d = \Delta$: spațiul dintre electrozi se umple complet cu epruveta de dielectric; formula de calcul ia forma

$$\varepsilon_r = \frac{C}{C_0}. \tag{7.13}$$

Varianta pare cea mai simplă, dar are dezavantajul că electrozii trebuie să adere perfect la suprafața epruvetei. Spațiile de aer care rămîn între electrozi și epruvetă, din cauza neplaneităților și neparalelismelor, pot introduce erori mari. Pentru înlăturarea lor, se folosesc curent foițe metalice subțiri lipite direct pe epruvetă, pelicule din pastă conductoare sau depuse prin evaporare în vid, electrozi de mercur etc. Capacitatea C_0 poate fi măsurată sau calculată, cunoscînd grosimea și aria efectivă a epruvetei.

Concomitent cu măsurarea lui ε_r, poate fi măsurată și tg δ; în acest scop, aparatul cu care se măsoară capacitatea dintre electrozi trebuie să măsoare și tangenta unghiului de pierderi echivalentă între electrozi tg δ_e. Formula de calcul, în ipoteza că sistemul de electrozi fără epruvetă are pierderi neglijabile, este, pentru toate cele trei variante de mai sus

$$\text{tg}\ \delta = \text{tg}\ \delta_e \left[1 + \varepsilon_r\left(\frac{d}{\Delta} - 1\right)\right]. \tag{7.14}$$

Pentru ultima variantă, $d = \Delta$, formula ia forma simplă $\text{tg}\ \delta = \text{tg}\ \delta_e$. Deci, dacă electrozii sînt aderenți, tg δ a dielectricului se citește direct pe aparatul de măsurat. Formula (7.14) arată însă că în cazul dielectricilor cu ε_r mare, o mică diferență între Δ și d (din cauza aderenței imperfecte a electrozilor) dă naștere la erori mari în determinarea lui tg δ.

Erorile specifice de măsurare pot fi analizate pe baza formulelor corespunzătoare fiecărei variante [3]. În general, toate aceste erori, provenind din imprecizia cunoașterii parametrilor C, C_0, d, d_0 și Δ, cresc odată cu valoarea lui ε_r. În măsurările curente, se obțin greu precizii de măsurare a lui ε_r și tg δ mai bune decît 0,5—2%, uneori chiar decît 5%.

Un procedeu de măsurare de foarte mare precizie, folosit ca metodă etalon, este metoda celor două fluide [4]. Măsurarea se face în patru etape: *1* cu aer, fără epruvetă, *2* cu aer și cu epruveta introdusă, *3* cu un lichid practic fără pierderi, fără epruvetă și *4* cu același lichid și cu epruveta introdusă. Rezultă

$$\varepsilon_r = \frac{1 - C_3\left(\frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_4}\right)}{\frac{C_1}{C_2} - \frac{C_3}{C_4}}, \tag{7.15}$$

$$\text{tg}\ \delta = \text{tg}\ \delta_2 \frac{C_1(\varepsilon_r - 1)}{C_2 - C_1}, \tag{7.16}$$

unde C_1, C_2, C_3, C_4 sînt capacitățile măsurate succesiv în cele patru situații iar tg δ_2 este tangenta unghiului de pierderi la a doua măsurare. Metoda se distinge prin aceea că nu necesită cunoașterea vreunei dimensiuni. Permitivitatea lichidului de substituire (la măsurările a treia și a patra) poate fi oarecare; precizia maximă se obține cînd ea este apropiată de permitivitatea materialului epruvetei. Evident, este necesar ca lichidul să adere perfect la suprafața electrozilor și a epruvetei. Cu precauțiile necesare, metoda poate asigura o precizie mai bună decît 0,01% la măsurarea permitivității.

Electrozii de măsurare a permitivității și tg δ la solide sînt montați în celule de măsurare (sau condensatoare de măsurare). Electrozii tripolari (cu inel de gardă) se folosesc pînă la frecvențe de 0,1—1 MHz. Se deosebesc celule de măsurare cu electrozi mobili (distanță variabilă între electrozi) și cu electrozi imobili. În cazul electrozilor mobili, sistemele mai simple lucrează cu presarea electrozilor asupra epruvetei, presiunea fiind asigurată de un arc sau de greutăți așezate pe electrod. Pentru a se obține rezultate reproductibile este necesară asigurarea unei presiuni constante asupra epruvetei. Sistemele mai perfecționate de electrozi mobili permit deplasarea electrodului superior cu ajutorul unui dispozitiv micrometric (fig. 7.6).

Există și celule de măsurare cu termostatare, pentru a efectua măsurarea la temperaturi controlate.

La măsurarea tg δ în cazul materialelor cu pierderi mici (de exemplu polietilenă, polistiren, politetrafluoretilen), trebuie luate precauții pentru evitarea condensării vaporilor de apă din atmosferă la suprafața epruvetei sau a electrozilor.

Capacitatea dintre electrozii în gol (fără epruvetă), la majoritatea celulelor de măsurare este de ordinul picofarazilor sau zecilor de picofarazi.

Ca aparate de măsurat capacitatea și tangenta unghiului de pierderi se folosesc punți speciale pentru frecvențe foarte joase, punți Schering și punți cu transformator (10 Hz — 100 MHz), Q-metre (10 kHz — 250 MHz).

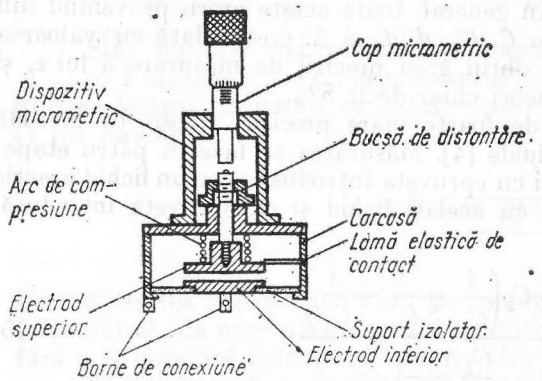


Fig. 7.6. Exemplu de condensator de măsurare cu electrod mobil, cu dispozitiv micrometric (electrozi cu conexiune dipolară de măsurare).

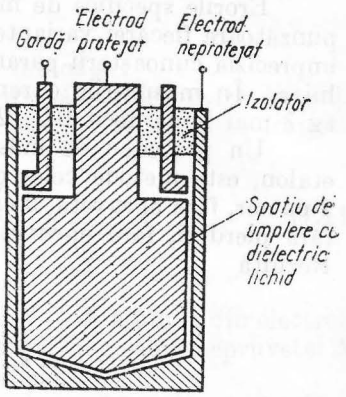


Fig. 7.7. Exemplu de celulă pentru măsurarea permitivității lichidelor.

7.3.2. MĂSURAREA PERMITIVITĂȚII LICHIDELOR

La măsurarea permitivității și tangentei unghiului de pierderi la lichide se folosesc celule de măsurare cu umplere sau imersiune astfel, încît spațiul dintre electrozi este umplut complet cu dielectricul de măsurat. Aceasta simplifică considerabil măsurarea, deoarece nu este necesară cunoașterea vreunei dimensiuni sau efectuarea de calcule relativ complicate. Rezultatul se obține aplicînd formulele

$$\varepsilon_r = \frac{C}{C_0}; \qquad (7.17)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_e$$

cu notațiile anterioare (§ 7.3.1).

Pentru măsurări la frecvențe joase (de cel mult 1 kHz) se utilizează celule de măsurare de forma a două pahare, cu o capacitate C_0 de 50—150 pF (fig. 7.7). Celula este demontabilă pentru curățire.

La frecvențe înalte se folosesc celule de construcții variate, unele din ele fiind similare celulelor de conductivitate (§ 7.2.2).

7.4. MĂSURAREA MĂRIMILOR MAGNETICE DE MATERIAL

Măsurarea mărimilor magnetice de material, caracteristice materialelor feromagnetice, se reduce în esență la determinarea dependenței $B = f(H)$ în diferite regimuri, caracterizate prin intensitatea magnetizării și prin viteza

de variație a acesteia. În principal, se deosebesc: determinări la semnal mic (magnetizare slabă) și la semnal mare (magnetizare intensă); determinări în regim cvasi-static și în curent alternativ. La semnal mic, comportarea materialului feromagnetic este cvasi-liniară, pe cînd la semnal mare neliniaritatea nu mai poate fi neglijată.

Cei mai importanți parametri care se măsoară curent pot fi prezentați sinoptic astfel:

	În regim cvasi-static	În curent alternativ
La semnal mic	Permeabilitatea inițială μ_i	Permeabilitatea inițială μ_i; Tangenta unghiului de pierderi tg δ } în funcție de frecvență
La semnal mare	Curba de magnetizare; Inducția de saturație B_s; Inducția remanentă B_r; Cîmpul coercitiv H_c	Permeabilitatea relativă μ_r; Pierderile magnetice } în funcție de inducție și frecvență

Toate aceste măsurări se efectuează folosind circuite magnetice închise (mai rar, deschise) constituite în întregime sau parțial din materialul ale cărui proprietăți trebuie determinate.

Cele mai precise măsurări pot fi realizate pe epruvete de material de formă toroidală (inelară), care asigură uniformitate bună a magnetizării și dispersie minimă; pregătirea epruvetei toroidale și bobinarea ei sînt însă relativ dificile. Se folosesc frecvent și eșantioane în formă de bare, asamblate

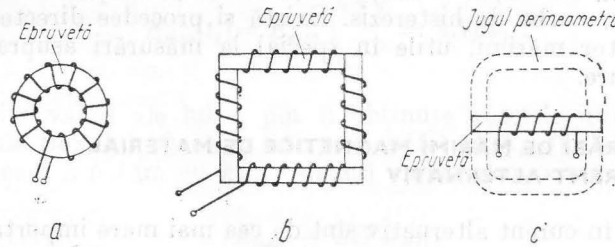


Fig. 7.8. Tipuri de epruvete folosite la măsurarea mărimilor magnetice de material:
a — toroidală (realizată din bandă continuă înfășurată în spirală sau din inele); *b* — bare asamblate în pătrat, cu joante suprapuse; *c* — bare introduse într-un permeametru.

în circuit magnetic închis pătrat, sau constituind o latură a unui circuit magnetic realizat în rest din alte elemente (permeametru) (fig. 7.8). Ultima soluție este cea mai puțin precisă și se utilizează de obicei numai în regim cvasi-static.

7.4.1. MĂSURĂRI DE MĂRIMI MAGNETICE DE MATERIAL ÎN REGIM CVASI-STATIC

Măsurarea se face pe una din epruvetele din fig. 7.8. Este necesar ca pe eprubetă să fie plasate cel puțin două înfășurări: o înfășurare de magnetizare și o înfășurare de măsurare. Magnetizarea se face prin varierea în trepte sau continuă a curentului I de magnetizare, care creează în epruvetă un cîmp magnetic de intensitate H proporțională cu I. Măsurarea inducției B se face

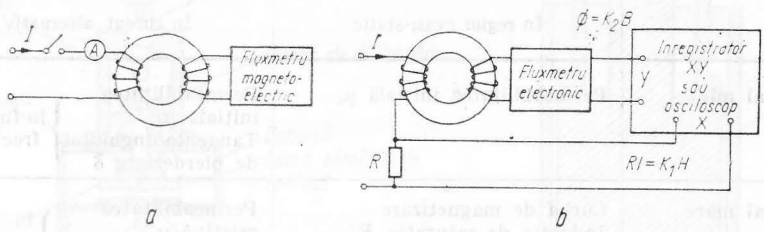


Fig. 7.9. Ridicarea ciclului de histerezis:

a — cu fluxmetru magnetoelectric și determinări punct cu punct; *b* — cu fluxmetru electronic și înregistrare în coordonate rectangulare sau vizualizare pe osciloscop.

cu un fluxmetru magnetoelectric sau electronic (fig. 7.9). În primul caz, curentul I este variat în salturi ΔI, producînd variații ΔH proporționale cu ΔI: fluxmetrul indică variațiile corespunzătoare $\Delta\Phi$ ale fluxului, proporționale cu ΔB. Ciclul de histerezis rezultă prin suprapunerea variațiilor succesive ΔH și ΔB. În al doilea caz, curba $B = f(H)$ este determinată continuu, dînd lui I o variație care este urmărită automat de fluxmetrul electronic integrator.

Inducția de saturație, inducția remanentă și cîmpul coercitiv pot fi stabilite ușor din curba de histerezis. Există și procedee directe pentru determinarea acestor mărimi, utile în special la măsurări asupra materialelor magnetic dure.

7.4.2. MĂSURĂRI DE MĂRIMI MAGNETICE DE MATERIAL ÎN CURENT ALTERNATIV

Măsurările în curent alternativ sînt de cea mai mare importanță pentru caracterizarea materialelor magnetic moi. Pentru măsurări în curent alternativ se folosesc mai ales epruvete toroidale și în pătrat (mai rar permeametre).

La semnal mic (magnetizare slabă) comportarea materialului este cvasiliniară și determinarea parametrilor μ_r și tg δ se poate face fără ambiguități, măsurînd inductivitatea și rezistența echivalentă a unei bobine al cărui miez îl constituie epruveta de studiat. Măsurarea se face în curent sinusoidal la frecvența care interesează, cu orice aparat adecvat: punte de c.a., impedanțmetru, compensator de c.a. etc.

La semnal mare (magnetizare intensă) neliniaritatea curbei $B = f(H)$ face ca rezultatul măsurării să depindă de tipul aparaturii folosite, aparatele măsurînd valorile maxime B_{max}, H_{max}, valorile efective B,H sau componentele fundamentale B_1, H_1 ale mărimilor care intervin. Ca urmare, trebuie să se aibă în vedere că permeabilitățile B_{max}/H_{max}, B/H și respectiv B_1/H_1 determinate cu cele trei categorii de aparate vor fi diferite între ele, diferențele fiind cu atît mai mari cu cît inducția maximă de încercare va fi mai apropiată de inducția de saturație. Rezultatele depind, de asemenea, de regimul de magnetizare în c.a.: cu inducție sinusoidală (și cîmp deformat), sau cu cîmp sinusoidal (și inducție deformată). De obicei, se preferă magnetizarea cu inducție practic sinusoidală, ceea ce înseamnă că bobina de magnetizare a epruvetei trebuie alimentată în tensiune (de la un generator cu impedanță internă mică).

Aparate cu redresoare comandate. Pentru măsurarea valorii maxime a fluxului magnetic, se poate porni de la valoarea medie a tensiunii induse în înfășurarea de măsurare

$$E_{med}\Big|_{t_1}^{t_1+\frac{T}{2}} = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_1+\frac{T}{2}} e\,dt = -\frac{2N}{T}\int_{t_1}^{t_1+\frac{T}{2}} d\Phi = \frac{2N}{T}\left(\Phi_{t_1} - \Phi_{t_1+\frac{T}{2}}\right) \qquad (7.18)$$

unde t_1 corespunde unui anumit moment pe curba de variație în timp a fluxului, T este perioada iar N este numărul de spire ale înfășurării de măsurare. În cazurile obișnuite, curba fluxului este alternativ simetrică față de axa timpului, deci $\Phi_{t_1} = -\Phi_{t_1+\frac{T}{2}}$ și

$$E_{med}(t_1) = E_{med}\Big|_{t_1}^{t_1+\frac{T}{2}} = 4Nf\Phi_{t_1}. \qquad (7.19)$$

Pentru diferite valori ale lui t_1 pot fi obținute valorile instantanee corespunzătoare ale fluxului. Dacă t_1 este ales astfel ca $E_{med}(t_1)$ să aibă valoarea maximă, pe care o notăm cu E_{med}, rezultă valoarea maximă a fluxului

$$E_{med} = 4fN\Phi_{max}, \qquad (7.20$$

deci inducția maximă se poate determina din

$$B_{max} = \frac{E_{med}}{4fNA}, \qquad (7.21)$$

unde A este aria secțiunii epruvetei.

Similar se pot determina valorile instantanee sau cea maximă a intensității cîmpului magnetic, pe baza tensiunii induse în secundarul unei bobine

de inductivitate mutuală (bobină cu aer), al cărei primar este parcurs de curentul de magnetizare.

Ansamblul de măsurare este reprezentat în fig. 7.10. Voltmetrul cu redresor comandat poate fi de tip vectormetru (cu redresor mecanic) sau electronic (cu detecție sincronă). El servește prin comutare pentru măsurarea

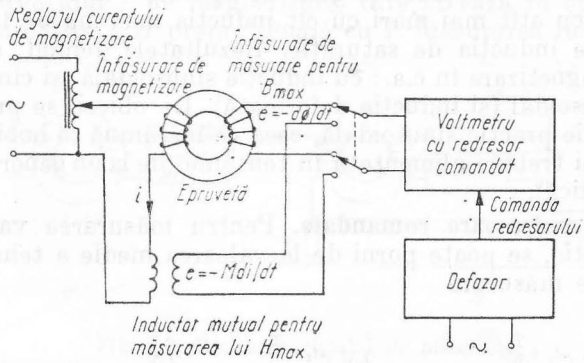


Fig. 7.10. Ansamblu de măsurare a mărimilor B_{max} și H_{max}, folosind un voltmetru cu redresor comandat.

atît a lui B_{max} cît și a lui H_{max}. Practic, determinarea acestora se face acționînd defazorul pînă cînd indicațiile voltmetrului devin maxime.

Înlocuind voltmetrul cu redresor comandat printr-un voltmetru de valoare efectivă, se poate determina valoarea lui H în loc de H_{max}.

Prin metoda descrisă, se pot obține curbele B_{max} (H_{max}) sau B_{max} (H), cicluri dinamice de histerezis etc. și, indirect și pierderile magnetice în epruvetă. Erorile de măsurare sînt între 3 și 5%.

Determinări de mărimi magnetice de material prin măsurări de impedanță. Pe epruvetă se plasează fie o înfășurare și se măsoară impedanța ei, (proprie), fie două înfășurări și se măsoară impedanța de transfer (mutuală) dintre ele. În toate cazurile, impedanța măsurată este proporțională cu raportul B_1/H_1, întrucît impedanța se măsoară cu aparate de zero, al căror indicator de nul este selectiv (acordat pe componenta fundamentală a curentului alternativ de măsurare). Măsurările se fac numai la inducții relativ mici, la care coeficientul de distorsiune al mărimilor care intervin nu depășește 10—15%.

Pentru măsurări la frecvențe audio și mai înalte (pînă la 100 MHz) se utilizează curent punți de inductivitate, cu care se măsoară impedanța înfășurării plasate pe epruvetă, în schemă echivalentă serie sau paralel. De exemplu, în cazul schemei echivalente serie, dacă epruveta constituie un circuit magnetic închis omogen (de regulă toroidal), permeabilitatea relativă este dată de

$$\mu_r = \frac{l_m L}{\mu_0 A N^2}, \qquad (7.22)$$

iar tangenta unghiului de pierderi de

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{R - R_s}{\omega L}, \tag{7.23}$$

unde: L este inductivitatea măsurată; R — rezistența măsurată; l_m — lungimea medie a circuitului magnetic al epruvetei; A — aria secțiunii epruvetei; N — numărul de spire ale înfășurării; R_s — rezistența înfășurării.

La frecvențe între 0,1 și 250 MHz impedanța $R + j\omega L$ poate fi măsurată și cu un Q-metru.

Pentru măsurări la 50 Hz se poate utiliza un compensator de c.a. în coordonate rectangulare. Pe epruvetă se plasează două înfășurări, una de magnetizare și una de măsurare (ca în fig. 7.9, *b*). Se măsoară cu compensatorul tensiunea la bornele înfășurării de măsurare, din care se deduce B_1, și tensiunea la bornele rezistorului R, care furnizează valoarea lui H_1. O altă posibilitate, mai simplă, este utilizarea compensatorului universal de c.a. cu comparator de curent (§ 3.5.2), în modul de lucru I_x/U_r sau U_x/I_r, măsurîndu-se impedanța de transfer corespunzătoare. De exemplu, în modul U_x/I_r (fig. 7.11), rezultatul măsurării este o impedanță $Z = R + jX$, din care se determină

$$\mu_r = \frac{l_m X}{\mu_0 A N_1 N_2 \omega}; \quad \operatorname{tg}\delta = \frac{R - (N_2/N_1)^2 R_1}{X} \tag{7.24}$$

unde N_1, N_2 sînt numerele de spire ale celor două înfășurări și R_1 este rezistența înfășurării de curent, restul notațiilor fiind cele anterioare (de obicei, R_1 poate fi făcut suficient de mic și se neglijează).

Un avantaj al măsurării cu compensatorul universal de c.a. este că poate fi impus relativ ușor regimul de inducție sinusoidală (în modul I_x/U_r) sau de cîmp sinusoidal (în modul U_x/I_r).

La frecvențe între 0,1 și 10 GHz epruveta de material magnetic se introduce într-o linie coaxială sau un ghid de unde, în regiunea de curent maxim. Permeabilitatea complexă $\mu' - j\mu''$ poate fi dedusă din măsurarea succesivă a impedanțelor de intrare, a factorilor de transmisiune sau a atenuărilor, cu și fără epruvetă.

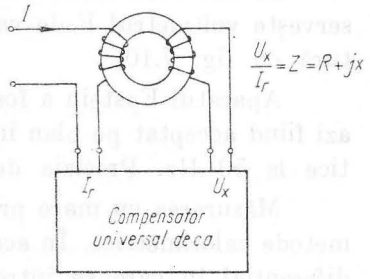


Fig. 7.11. Măsurarea μ_r și tgδ cu ajutorul compensatorului universal de c.a.

Măsurări magnetice în c.a. cu vizualizarea ciclului de histerezis. Pentru aceste măsurări se folosesc aparate pe principiul ilustrat în fig. 7.9, *b*. Curentul de magnetizare I este un curent alternativ, a cărui frecvență poate fi de 50 Hz sau mai înaltă, pînă la 100 kHz. Există aparate specializate pentru asemenea măsurări *(feroscoape)*, care sînt prevăzute cu circuite de calibrare și alte posibilități. Permeabilitatea relativă se deduce din înclinarea ciclului de his-

terezis vizualizat, iar pierderile se pot determina pe baza ariei ciclului (planimetrarea curbei de histerezis). Aparatele sînt deosebit de utile și pentru măsurări comparative, prin vizualizarea simultană a ciclului de studiat și a unuia de referință, folosind un osciloscop cu două canale.

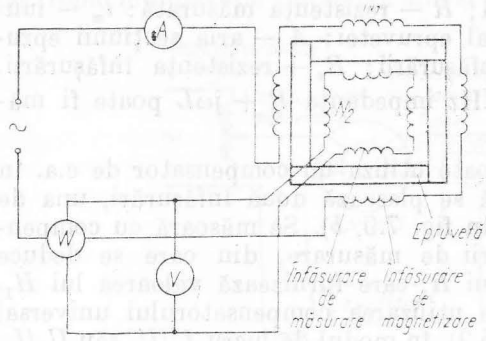


Fig. 7.12. Schema de principiu a unui aparat Epstein pentru măsurarea pierderilor magnetice.

Măsurarea directă a pierderilor magnetice. În cazul tablei electrotehnice un parametru de interes deosebit îl constituie pierderile specifice (exprimate în W/kg), la valori specificate ale inducției și ale frecvenței. Metoda standardizată pentru măsurarea acestor pierderi este bazată pe aparatul Epstein (fig. 7.12), format în principal dintr-un cadru pătrat prevăzut cu două înfășurări, în care se introduc fîșii din tabla de studiat suprapuse la colțuri astfel, încît să formeze un circuit magnetic închis, cu dispersie relativ mică. Puterea măsurată de wattmetru este

$$P = U_2 I_1 \cos \varphi, \tag{7.25}$$

unde: U_2 este tensiunea indusă în înfășurarea de magnetizare; I_1 — curentul de magnetizare; φ — defazajul dintre U_2 și I_1.

Această putere, cu anumite corecții, reprezintă pierderile magnetice în epruvetă.

Pentru măsurarea inducției maxime B_{max} la care se face determinarea servește voltmetrul V de valoare medie (conform principiului expus în legătură cu fig. 7.10).

Aparatul Epstein a fost studiat sub diferite aspecte [8] și perfecționat, azi fiind acceptat pe plan internațional pentru măsurarea pierderilor magnetice la 50 Hz. Precizia de măsurare este de 2—4%.

Măsurarea cu mare precizie a pierderilor magnetice se poate face prin metode calorimetrice. În acest scop se folosește, de exemplu, un calorimetru diferențial în care se introduce epruveta feromagnetică cu înfășurare de magnetizare și o altă epruvetă, identică cu prima, dar neferomagnetică (din izolant), prevăzută în plus cu o înfășurare de încălzire, alimentată în c.c. Puterea consumată în înfășurarea de încălzire este egală cu pierderile magnetice din epruvetă, dacă calorimetrul diferențial este la echilibru (cînd în cele două incinte ale sale se dezvoltă aceeași căldură).

BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ

(lucrări monografice reprezentative, comentate)

Laws, F. A. *Electrical Measurements.* New York, McGraw-Hill, 1938, 739 pag. Lucrare clasică, de înaltă ţinută şi rigurozitate, bazată pe o experienţă bogată a autorului, fost profesor la „Massachusets Institute of Technology". Este cea mai completă lucrare a timpului.

Harris, F. K. *Electrical Measurements.* New York, J. Wiley, 1952, 784 pag. Lucrare fundamentală, care tratează în profunzime mai ales măsurările de precizie, de laborator, etaloane în curent continuu şi frecvenţe joase. Analizează aparatele de măsurat în detaliu, atît ca parametri funcţionali cît şi din punct de vedere constructiv. Insistă asupra influenţei temperaturii, frecvenţei şi a altor factori, precum şi asupra comportării în regim dinamic.

Wind, M. (Editor). *Handbook of Electronic Measurements.* Vol. I. New York, Polytechnic Press, 1960, 469 pag. Lucrare destinată studenţilor de specialitate electronică, dar cu pronunţat caracter practic. Prezintă cu deosebită consecvenţă, comparativ şi critic metode de măsurare a mărimilor electromagnetice din curent continuu pînă la frecvenţe ultraînalte. Una din cele mai bune lucrări în acel timp, utilă şi ca ghid.

Karandeev, K. B. *Speţialnie metodi elektriceskih izmerenii.* Moskva, Gosenergoizodat 1963, 344 pag. Lucrare cu caracter didactic, descrie sistematic metodele de punte şi de compensare, în c.c. şi în c.a. Una din cele mai interesante lucrări din literatura consacrată măsurărilor electrice, valoroasă în special prin viziunea personală a autorului. Introduce clasificări ale punţilor, analizează sensibilitatea punţilor de c.c. şi de c.a., probleme de gardare şi ecranare etc. şi examinează detaliat, cu deosebită competenţă, caracteristicile metrologice ale aparatelor descrise.

Woschni, E. G. *Meßdynamik.* Leipzig, S. Hirzel Verlag, 1964, 178 pag. Analiză teoretică a măsurării mărimilor variabile în timp, în cazul sistemelor de măsurare în buclă deschisă, cu semnale analogice. Tratează caracterizarea aparatelor de măsurat, prin aplicarea şi a unor noţiuni ale teoriei informaţiei.

Manolescu, P. *Măsurări electrice industriale.* vol. I. Măsurarea mărimilor electrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1966, 388 pag. Tratare cuprinzătoare a măsurărilor electrice uzuale, în spirit tradiţional. Conţine şi descrierea unor metode de verificare metrologică.

Krotkov, I. N. *Tocinie izmerenia elektriceskih emkosti i induktivnosti.* Moskva, Izd. Standartov, 1966, 235 pag. Monografie de mare interes pentru măsurarea cu precizie a capacităţii şi a inductivităţii. Introduce o clasificare originală a punţilor de c.a. şi aduce contribuţii la teoria acestora.

Noviţki, P. V. *Osnovî informaţionnoi teorii izmeritelnîh ustroistv.* Leningrad, Izd. Energhia 1968, 248 pag. Una din primele sistematizări ale interpretării măsurării pe baza teoriei informaţiei. Introduce noţiunea de eroare entropică, stabileşte limite ale preciziei de măsurare pe considerente informaţionale şi energetice, analizează aparatele de măsurat în legătură cu debitul de informaţie transmis, propune parametri informaţionali pentru caracterizarea metrologică a aparatelor.

Morrison, R. *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation.* New York, J. Wiley, 1968, 144 pag. Lucrare unică în literatura mondială, reușind să elucideze o mare varietate de probleme ale ecranării, gardării și împămîntării aparaturii de măsurat. Explică clar modul de producere a perturbațiilor electromagnetice și indică metode de înlăturare a lor, cunoștințe care de regulă se capătă empiric, după o activitate practică îndelungată.

Drachsel, R. *Grundlagen der elektrischen Meßtechnik.* Berlin, VEB Verlag Technik, 1968, 324 pag. Lucrare didactică, remarcabilă prin claritatea expunerii. Separă complet mijloacele de metodele de măsurare, ceea ce îngreunează sistematizarea. Insistă asupra principiilor, fără a urmări o tratare completă. Nu descrie aparate electronice de măsurat.

Wiener, U. *Măsurări electrice industriale, vol. II, Măsurarea mărimilor magnetice.* București Editura tehnică, 1969, 359 pag. Una din cele mai complete monografii asupra măsurării mărimilor magnetice de cîmp și de material. Cuprinde atît tehnicile clasice, cît și metode și aparate moderne, cu considerații ample asupra aspectelor metrologice.

Luppold, D. S. *Precision D. C. Measurements and Standards.* Reading, Ma., Addison-Wesley Publ. Co., 1969, 251 pag. Monografie consacrată etaloanelor și metodelor de măsurare cu maximă precizie a tensiunii continue și a rezistenței. Este bazată pe școala de la „National Bureau of Standards" și pe experiența firmei „Leeds-Northrup" din S.U.A. producătoare de aparatură de c.c. de mare precizie.

Karandeev, K. B. (coordonator). *Transformatornie izmeritelnie mosti.* Moskva, Izd. Energhia 1970, 280 pag. Monografie consacrată măsurării impedanței prin metode de raport în c.a. Descrie fidel principalele realizări mondiale, cu numeroase contribuții proprii ale autorilor și bibliografie bogată. Nu se ocupă de dispozitive inductive de raport combinate cu circuite electronice (divizoare și transformatoare cu compensare electronică).

Oliver, B. M. și Cage, J. M. (coordonatori) *Electronic Measurements and Instrumentation.* New York, McGraw-Hill, 1971, 729 pag. Cea mai bună monografie asupra măsurărilor electrice moderne, cu accent pe măsurările întîlnite în tehnica electronică. Pe lîngă capitolele clasice, lucrarea include încercarea sistemelor liniare, măsurări în prezența zgomotului, analiza semnalelor prin metode digitale, măsurări asupra amplificatoarelor audio și video, măsurări asupra emițătoarelor și receptoarelor, măsurări în microunde, sisteme automate de măsurare. Fiecare din cele 18 capitole, scris de cîte unul sau mai mulți specialiști de la firme de renume (majoritatea de la „Hewlett-Packard") aduce puncte de vedere noi. Tehnicile de măsurare sînt privite din unghiul inginerului, în contrast cu academismul și didacticismul lucrărilor clasice. Deși neomogenitatea capitolelor este evidentă, lucrarea constituie o cotitură în concepție, structură și conținut.

Hague, B. *Alternating Current Bridge Methods.* London, Isaac Pitman, 1971, 650 pag. Cea mai completă tratare a punților de c.a. clasice. Reunește practic toate realizările semnificative pe plan mondial. Excelează prin acurateță și abundența informației.

Ostrovski, L. A. *Osnovi obșcei teorii elektroizmeritelnih ustroistv.* Leningrad, Izd. Energhia 1971, 544 pag. Tratare sub formă generală a proprietăților și caracteristicilor aparatelor de măsurat, în regim static și în regim dinamic.

Helke, H. *Meßbrücken und Kompensatoren für Wechselstrom.* München, R. Oldenbourg Verlag, 1971, 260 pag. Descrierea unui mare număr de punți și compensatoare de c.a., inclusiv variante cu destinație specială ca punți de deviație, punți neliniare, instalații pentru determinarea erorilor transformatoarelor de măsură. Conține și prezentarea comparatoarelor c.a.—c.c., surselor de c.a., indicatoarelor de nul de c.a. Bibliografia este practic exhaustivă.

Coombs, C. F. (Editor). *Basic Electronic Instrument Handbook.* New York, McGraw-Hill 1972, 810 pag. Lucrare cuprinzătoare, cu caracter de ghid, bazată pe o informare bogată. Metodele și tehnicile descrise sînt în general reprezentative, dar fără contribuții deosebite.

Kavalerov, G. I. și Mandelștam, S. M. *Vvedenie v informaționnuiu teoriu izmerenii.* Moskva, Energhia, 1974, 375 pag. Pornind de la principalele criterii de calitate ale măsurărilor și aparatelor de măsurat, analizează erorile de măsurare și le interpretează pe baza teoriei informației. Are în vedere regimurile static și dinamic, procesele de cuantizare și eșantionare, influența factorilor exteriori.

Helke, H. *Gleichstrommeßbrücken, Gleichspannungskompensatoren und ihre Normale.* München, R. Oldenbourg Verlag, 1974, 318 pag. Descrierea unui mare număr de tipuri de punți și compensatoare de c.c., inclusiv variante de mare precizie sau cu destinații speciale, cu echili-

brare automată etc. Tratează și etaloane, surse de c.c. și indicatoare de nul. Lucrarea este valoroasă prin selecția materialului prezentat, bogat și reprezentativ. Bibliografia este practic exhaustivă.

Jones, R. N. *The Measurement of Lumped Parameter Impedance: A Metrology Guide.* National Bureau of Standards Monograph 141, U.S. Government Printing Office, Washington D.C., 1974, 195 pag. Culegere de metode de măsurare și aparate specifice pentru măsurarea impedanței în c.a. și în special la frecvențe înalte, întocmită ca ghid, cu indicarea caracteristicilor metrologice și a posibilităților de aplicare.

Iliukovici, A. M. *Tehnika elektrometrii.* Moskva, Izd. Energhia, 1976, 399 pag. Cea mai completă monografie asupra măsurărilor în regim electrometric (curenți mici, tensiuni generate de surse de putere mică, rezistențe mari, sarcini mici). Conține un material foarte vast, prelucrat și prezentat într-o viziune proprie. Excelentă lucrare de referință.

Sébestyen, B. *Számitogép-irányitásu mérőrendszerek.* Budapest, Müszaki Könyvkiado 1976, 291 pag. O încercare merituoasă de prezentare unitară a sistemelor moderne de măsurare asistate de calculator, incluzînd interfațarea și programarea.

Thurin, J. *Mesures électriques et électroniques.* Paris, Eyrolles, 1977, 508 pag. Lucrare cu un caracter mai mult didactic. Conține și o parte generală, consacrată în special caracteristicilor metrologice ale aparatelor de măsurat.

Pop, E. și Stoica, V. *Principii și metode de măsurare numerică.* Timișoara, editura Facla, 1977, 252 pag. Prezentare clară, riguroasă a structurii și funcționării aparatelor de măsurat digitale, cu accent pe principii și teorie.

Nicolau, E. (coordonator). *Manualul inginerului electronist, vol. I, Măsurări electronice.* București, Editura tehnică, 1979, 869 pag. Manual cuprinzător, tratînd sistematic principii și tehnici de măsurare, completate cu scheme și date practice. Include și măsurări specifice radiotehnicii, măsurări în microunde și măsurarea mărimilor neelectrice. Folosește un material documentar la zi, variat și reprezentativ pentru stadiul actual al domeniului.

Nicolau, E. și Beliș, M. *Măsurări electrice și electronice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1979, 402 pag. Curs universitar pentru facultăți cu profil de electronică. Prezintă aparatură de măsurat electrică și electronică, precum și măsurări specifice ingineriei electronice și telecomunicațiilor, ca măsurări asupra semnalelor modulate, tuburilor electronice, tranzistoarelor și cristalelor de cuarț.